

U. Carlos III de Madrid

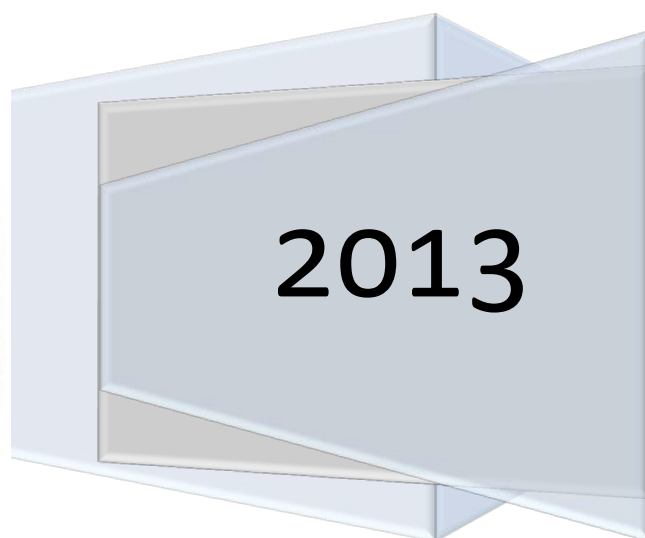
# DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SONAR INTEGRADO EN EL SUBMARIO ISAAC PERAL PARA LA COMPETICIÓN ROBOSUB 2013

Proyecto de Final de

Grado

Aulas Informáticas Generales

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática





## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar agradecer a mis padres el esfuerzo económico y el apoyo moral que siempre me han brindado, y que ha sido fundamental para que hoy pueda estar en el punto en el que me encuentro. A mis abuelos por su apoyo y cariño. A mi tutor, Luis Mengibar, por su enorme comprensión y atención prestada a lo largo de estos meses. Por último agradecer a Gabriel Guerrero, Esteban Guerrero y Juan Tolosa su impagable ayuda e involucración en este proyecto.





## Contenido

LISTA DE IMÁGENES .....	5
1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	7
2. ESQUEMA GENERAL .....	10
3. ESTADO DEL ARTE.....	12
3.1 SONAR .....	12
3.2 PLACAS DE EVALUACIÓN DE MICROCONTROLADORES .....	13
3.3 COMPUTACIÓN DE BAJO COSTE.....	15
4. INTRODUCCIONES TEÓRICAS.....	18
4.1 ECUACIONES DEL SONAR .....	18
4.1.1 ELEMENTOS DE LA ECUACIÓN DE SONAR PASIVO .....	19
4.1.2 TEORIA DE DETECCIÓN .....	29
4.2 PROTOCOLO SPI.....	32
4.3 TEORÍA DE FILTROS.....	34
4.4 TEORÍA DE BUFFER .....	42
5. ETAPA ANALÓGICA .....	44
5.1 HIDRÓFONOS.....	44
5.2 AMPLIFICACIÓN .....	47
5.3 CONTROL DE AMPLIFICACIÓN .....	55
5.4 FILTRADO .....	60
6. ADQUISICIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS Y CONVERSIÓN .....	69
6.1 TRIGGER.....	71
6.2 PROCESO DE CALIBRACIÓN DE LOS ADCs.....	71
6.3 RELOJ DEL ADC .....	72
6.4 DISTRIBUCIÓN DE TIEMPOS Y CICLOS DEL ADC.....	72
7. SPI DISCOVERY .....	74
7.1 SPI 1 Line Transmitter.....	74
8. COMUNICACIÓN RASPBERRY PI - DISCOVERY .....	76
9. CORRELACION CRUZADA .....	84
10. MULTILATERACIÓN.....	86
11. RESULTADOS EXPERIMENTALES .....	90
12. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	95
13. PRESUPUESTO DEL PROYECTO .....	96
14. Diagrama de Gantt .....	98



BIBLIOGRAFÍA .....	99
ANEXO .....	100



## LISTA DE IMÁGENES

Fig. 1	Distribución de elementos en la competición .....	8
Fig. 2	Duración señal .....	8
Fig. 3	Señal emitida por el <i>pinger</i> .....	9
Fig. 4	Esquema general del SONAR.....	10
Fig. 5	Placa de pruebas STM32f3 Discovery .....	14
Fig. 6	Modelos actuales de dispositivos de computación de bajo coste.....	16
Fig. 7	Esquema funcionamiento físico del SONAR.....	19
Fig. 9	Diagrama explicativo propagación esférica .....	23
Fig. 10	Esquema propagación cilíndrica .....	25
Fig. 11	Captura de ruido .....	29
Fig. 12	Captura de señal.....	30
Fig. 13	Captura señal + ruido .....	30
Fig. 14	Relación frecuencia e impedancia.....	35
Fig. 15	Estructura básica de un filtro .....	35
Fig. 16	Filtro pasivo paso-bajo .....	36
Fig. 17	Diagrama ganancia (V)/ frecuencia filtro paso-bajo .....	37
Fig. 18	Diagrama ganancia (dB)/ frecuencia filtro paso-bajo .....	37
Fig. 19	Filtro paso-alto .....	38
Fig. 20	Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro paso-alto .....	38
Fig. 21	Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro paso-alto .....	39
Fig. 22	Filtro pasivo paso-banda .....	39
Fig. 23	Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro paso-banda .....	40
Fig. 24	Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro paso-banda .....	40
Fig. 25	Esquema interna amplificador operacional .....	42
Fig. 26	Esquema buffer .....	43
Fig. 27	Hidrófono .....	45
Fig. 28	Patron de respuesta ganancia (dB) /ángulo (°) .....	46
Fig. 29	Figura AD605 .....	47
Fig. 30	Esquema básico amplificador operacional.....	48
Fig. 31	Esquema de amplificadores en cascada.....	48
Fig. 32	Diagrama de ganancia para el dispositivo AD605 .....	49
Fig. 33	Relación frecuencia/ impedancia en capacitores .....	51
Fig. 34	Esquema explicativo acople-desacople.....	52
Fig. 35	Distribución de condensadores de acople y desacople .....	54
Fig. 36	MAX5741 .....	55
Fig. 37	Tabla explicativa de mensaje para salidas analógicas.....	58
Fig. 38	Distribución de tiempos en la comunicación SPI con el dispositivo MAX.....	59
Fig. 39	Esquema de filtrado usado en el SONAR .....	60
Fig. 40	Filtro <i>Multi feedback</i> .....	61
Fig. 41	Circuito derivador.....	61
Fig. 42	Circuito integrador .....	63
Fig. 43	Diagrama de la primera etapa del filtro final.....	65
Fig. 44	Diagrama ganancia(V)/frecuencia para la primera etapa del filtro final .....	65



Fig. 45	Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para la primera etapa del filtro final .....	66
Fig. 46	Segunda etapa del filtro final .....	66
Fig. 47	Diagrama ganancia (V)/frecuencia para la segunda etapa del filtro final.....	67
Fig. 48	Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para la segunda etapa del filtro final.....	67
Fig. 49	Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro final .....	68
Fig. 50	Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro final .....	68
Fig. 51	Distribución de tiempos en el proceso de digitalización.....	72
Fig. 52	Proceso de digitalización de datos .....	73
Fig. 53	Esquema de configuración de protocolo SPI.....	78
Fig. 54	Proceso de intercambio de información.....	81
Fig. 55	Lectura para transmisión de 8 bits.....	82
Fig. 56	Composición de elemento de 16 bits.....	83
Fig. 57	Proceso correlación cruzada .....	84
Fig. 58	Resultados en simulación del algoritmo de multilateración.....	88
Fig. 59	Resultados en simulación para posicionamiento cercano .....	89
Fig. 60	Prueba etapa analógica .....	90
Fig. 61	Funcionamiento de los hidrófonos .....	91
Fig. 62	Funcionamiento MAX5741.....	91
Fig. 63	Resultados de las pruebas realizadas.....	92



## 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.

El proyecto que se va a presentar a continuación trata del diseño y construcción de un sistema de sonar pasivo que será usado para determinar la posición de un *pinger* sumergido en una piscina. Este proyecto forma parte del desarrollo del submarino "Isaac Peral" que participará en la competición Robosub 2013 que tiene lugar cada año en San Diego.

Anteriormente se ha hecho referencia al término *pinger*, se denomina así a un dispositivo cuyo fin es la emisión de una señal o *ping*, esto se consigue a través de un elemento piezoeléctrico que vibra al aplicarle una descarga eléctrica.

Como objetivo del proyecto además de alcanzar una precisión aceptable en el cálculo de la posición del objetivo se ha marcado minimizar los costes tanto como sea posible ya que se trata de un proyecto subvencionado por patrocinadores externos tales como SAES y RS. Con las ayudas aportadas por estos se debía poder costear todo el desarrollo y construcción del submarino. El presupuesto se situaba en torno a los 30000 €.

La prueba de la competición Robosub para la que se diseñó el sonar consiste en lo siguiente:

Habrà un *pinger* acústico a 0,6 metros sobre el suelo de la piscina y a una profundidad de 5 metros. Directamente sobre el *pinger* y fuera del agua se encuentra una estructura octogonal dentro de la cual el submarino deberá emerger. Habrá además en otra ubicación de la piscina un segundo *pinger* con una segunda estructura octogonal flotando sobre el para que los equipos que no estén compitiendo puedan hacer pruebas.

En la figura 1 se aprecia la estructura octogonal alcanzar así como la situación del *pinger* respecto del fondo de la piscina.



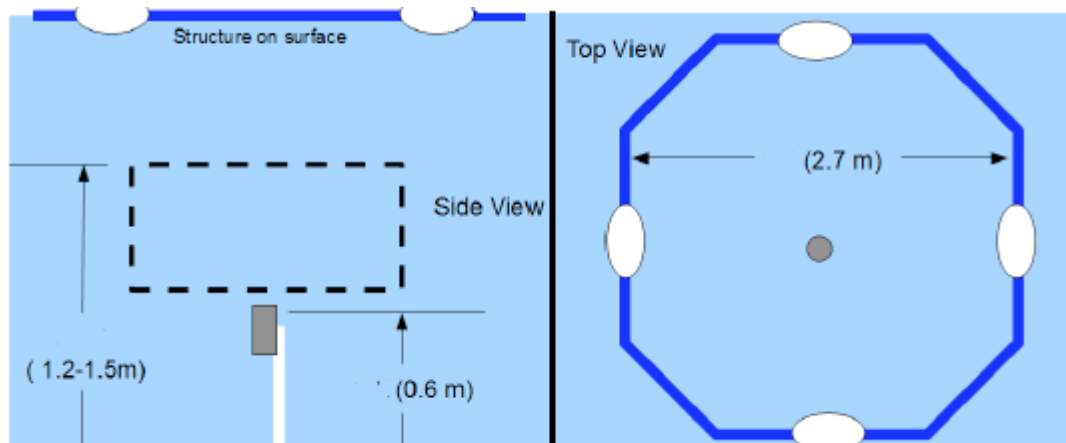


Fig. 1 Distribución de elementos en la competición

En la figura 2 podemos apreciar la duración de la señal emitida por el *pinger*

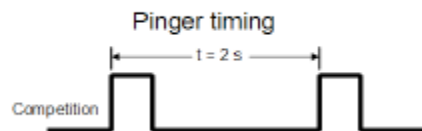


Fig. 2 Duración señal

Como vemos en la figura 2 la señal era emitida cada 2 segundos.

En la figura 3 se muestra la forma de onda de la señal emitida, como se aprecia, la forma es parecida a una senoide amortiguada, esta forma de onda se debe a su origen piezoeléctrico, su amplitud es mayor cuando se produce la descarga y al cabo de un tiempo esta disminuye debido a que se produce una amortiguamiento de la vibración del elemento:

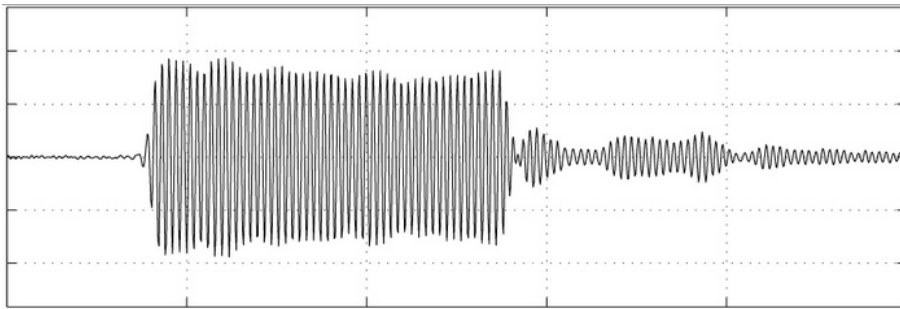


Fig. 3 Señal emitida por el *pinger*

El objetivo buscado es que el SONAR sea lo suficientemente preciso para no tener un error de más de 5 metros, ya que a esta distancia entra en juego el posicionamiento por visión y los posibles errores de posicionamiento pueden ser corregidos.

## 2. ESQUEMA GENERAL

El sistema se compone de 4 elementos fundamentales :

- 4 hidrófonos
- Una placa Discovery con su correspondiente STM32F3
- Un dispositivo Raspberry Pi
- Una placa de tratamiento analógico de la señal

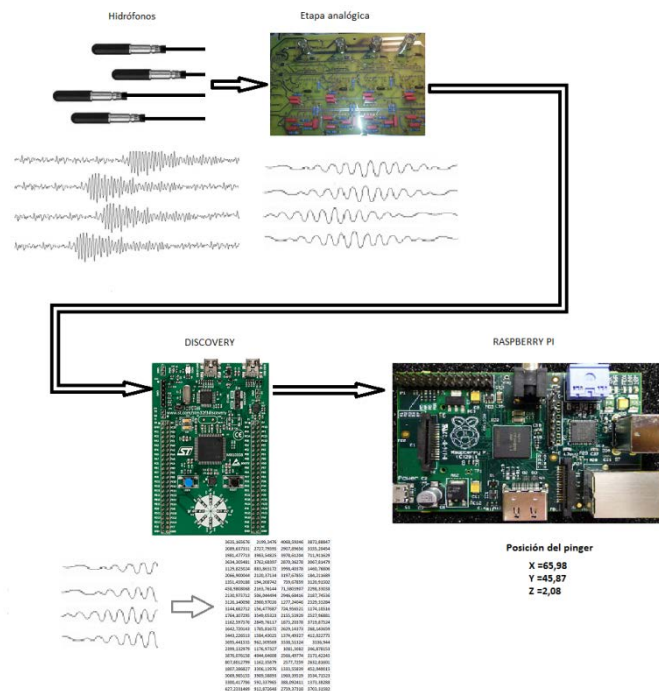


Fig. 4 Esquema general del SONAR

A continuación se exponen distintas funciones que desempeñan cada uno de los elementos anteriormente mencionados:

**Hidrófonos:** Son los transductores que nos permiten convertir la señal acústica emitida por el *pinger* en una señal eléctrica medible.

**Placa analógica:** Cumple una doble función: por un lado se encarga de filtrar las señales que recogen los hidrófonos gracias al filtro pasa-banda con el que cuenta, de manera que se atenúan las ondas no comprendidas en el rango de los 20 KHz a 40KHz, debido a que es el rango en el que los organizadores del concurso pueden situar la emisión del *pinger*. Su segunda función es encargarse de la amplificación de dichas

ondas, lo cual es imprescindible debido a la gran atenuación con que llega la onda a la etapa analógica, esta ganancia es del orden de los 50 dB, además cumple otro cometido convirtiendo la onda bipolar recogida en una onda unipolar que pueda ser posteriormente recogida de manera correcta por los dispositivos ADCs.

**Placa Discovery STM32F3:** El microcontrolador cuenta con 4 ADCs que transforman la señal analógica en una señal digital que más tarde pueda ser procesada, gestiona además el traspaso mediante un protocolo serial de las ondas capturadas a la RaspberryPi.

La placa Discovery se encarga de discriminar aquellos valores capturados que no corresponden a la señal emitida por el *pinger*, eliminando así en los cálculos posteriores la influencias de posibles picos provocados por circunstancias electrónicas no deseadas. También realiza el cálculo de la ganancia aplicada en la fase de tratamiento analógico, esto se les hace llegar a los amplificadores programables de la etapa analógica mediante SPI.

El STM32F3 contiene un microprocesador ARM Cortex-M4 de 32 bits, además implementa un coprocesador de coma flotante o FPU, acepta los conjuntos de instrucciones Thumb y Thumb-2 [1][2].

### **Raspberry Pi:**

Soporta la mayor carga computacional, una vez que recoge los valores de la onda capturada por la placa Discovery lleva a cabo dos algoritmos cuyo resultado serán los valores en los tres ejes del espacio tridimensional en el que se encuentra el *pinger*, estos dos algoritmos y su secuencia se explican a continuación:

- **Correlación cruzada:** con esta obtendremos la diferencia de tiempo de llegada de la onda emitida por el *pinger* a los distintos hidrófonos.
- **Multilateración:** mediante los valores de desfase la multilateración proporcionará los tres valores (posición X, Y y Z del *pinger*) deseados.



### 3. ESTADO DEL ARTE

En las siguientes páginas se realizará una pequeña exposición de como se encuentra a día de hoy la tecnología del SONAR pasivo y su uso en entornos militares y civiles, además se verá la situación de dos elementos implicados en este proyecto: las placas de demostración de microcontroladores y los sistemas de computación de bajo coste.

#### 3.1 SONAR

Los sistemas o dispositivos SONAR son usados para la determinación de elementos sólidos en un determinado área. El dispositivo del que trata este trabajo se trata de un tipo particular de SONAR denominado "SONAR pasivo", mientras que los SONAR activos usan emisores de señales para más tarde recoger el eco de dichas señales y procesar esta información, los sistemas de SONAR pasivos solo reciben estas señales encargándose un dispositivo externo a este sistema de emitir las señales. Los usos mas comunes de los sistemas SONAR incluyen la exploración y localización tanto submarina como terrestre y aérea. Estrictamente hablando de la sección submarina de los SONARs pasivos encontramos su mayor uso en sistemas militares así como en aplicaciones científicas, por ejemplo, para la localización de peces.

Los SONAR pasivos hacen uso de una amplia variedad de métodos para la localización de fuentes de señales un buen ejemplo es el método usado por la armada estadounidense para la identificación de la nacionalidad de una determinada embarcación, esto es posible debido a que normalmente los buques estadounidenses operan con sistemas de potencia de corriente alterna de 60 Hz, si dichos transformadores no están debidamente aislados emitirán un sonido a 60 Hz, en contraposición los submarinos europeos emiten una vibración de 50 Hz, usando sistemas entrenados y creados para tal uso podrían llegar a reconocer e identificar distintas clases de embarcaciones o una en particular.

Los SONAR's pasivos montados en vehículos pueden tener ciertas limitaciones como perdidas de precisión o funcionalidad debido a que están sometidos a los propios ruidos y vibraciones provocadas por el vehículo en el que están instalados.

Se usan diferentes rangos de frecuencias de las señales usadas en los sistemas de SONAR. Mientras que algunos se basan en frecuencias en un rango audible ( 20 -



20000 KHz) otros se mueven en frecuencias del orden de 80 KHz a 350 KHz, estos últimos cuentan con la ventaja de su mayor precisión pero disminuyen su alcance.

El rendimiento de un determinado sistema de SONAR se mide a través de varios aspectos tales como la capacidad de detección, clasificación y localización. Estas capacidades se ven condicionadas muchas veces por las características del entorno, en el caso de los SONAR pasivos se debe tener muy en cuenta, ya que es un factor condicionante, el ruido emitido por el blanco. Además de esto muchos sistemas SONAR ven afectado su funcionamiento por las variaciones en la velocidad del sonido que, por ejemplo, en el medio acuático se ve afectado por variables como la temperatura o la salinidad del agua. En el caso de emisores o fuentes de señales instaladas en aguas poco profundas o cerca del fondo se pueden producir pérdidas importantes en la amplitud de las señales debidos a rebotes de las ondas en las superficies circundantes.

Contraponiendo el SONAR pasivo al activo podemos encontrar grandes ventajas, puesto que el pasivo solo escucha no se corre el riesgo de que sistemas hostiles intercepten la señal y descubran la posición de la fuente. Los sistemas montados en submarinos usan algoritmos en los que interviene la transformada de Fourier para descomponer la señal captada en sus diferentes componentes. En estos submarinos el sonar pasivo de proa detecta alrededor de  $270^\circ$ , los situados en el casco detectan en un radio de  $160^\circ$ , y la matriz de SONAR situado en la torreta detectan en  $360^\circ$ , sin embargo de esto siempre existen zonas ciegas en el espacio tridimensional debido a que la propia estructura del submarino apantalla el ruido emitido por la fuente.

### 3.2 PLACAS DE EVALUACIÓN DE MICROCONTROLADORES

Actualmente existen en el mercado una gran variedad de microcontroladores con características y prestaciones muy distintas que permiten al usuario satisfacer por un coste muy bajo o no tan bajo sus necesidades en cuanto a hardware se refiere. Una de las modalidades en las que se presentan dichos microcontroladores es en las *demo board* o placas de demostración estas placas suponen una perfecta solución para el desarrollo de prototipos a bajo coste ya que permiten la programación y el uso del

microcontrolador sin necesitar de ningún otro elemento, liberando al usuario del engorroso y muchas veces bastante caro proceso de conseguir no solo el microcontrolador si no además de conseguir un dispositivo programador, un elemento tal como un zócalo de programación que sirva como soporte para la escritura de la memoria del microcontrolador y más tarde conseguir alguna placa que nos permita un cómodo acceso a los pines para realizar un cableado más o menos versátil, ya que en fases de prueba y desarrollo la localización y manejo del cableado será fundamental. Como se decía las placas de demostración tal como la **STM32F3Discovery**, usada en este sonar nos permite la programación directa del microcontrolador a través de un simple cable USB, además la placa presenta una extensión de los pines del microcontrolador que nos permite un rápido y fácil acceso a todos ellos.

En la figura 5 se muestra la placa STM32f3 Discovery. En dicha figura se distinguen los principales elementos que integran dicha placa. El elemento principal es un microcontrolador STM32f3 que se caracteriza por su arquitectura Cortex ARM 3 de 32 bits. También merece la pena destacar los sensores giroscópicos de aceleración y brújula digital que serán de gran utilidad en este proyecto:

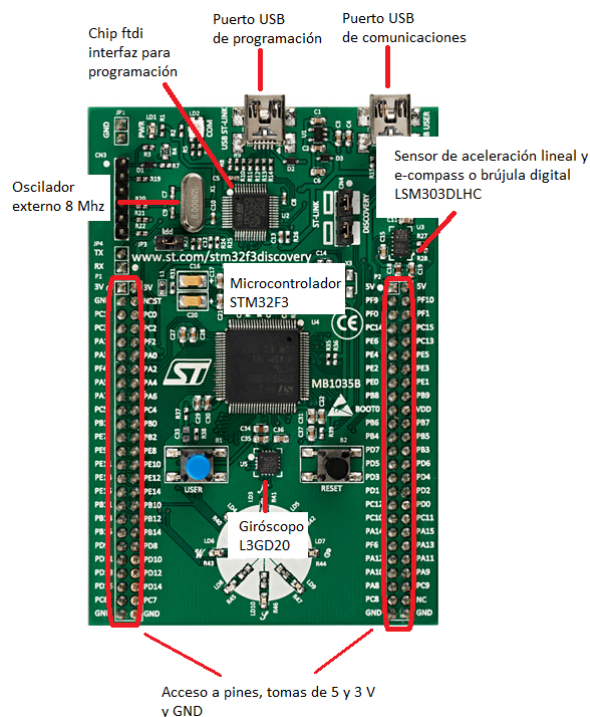


Fig. 5 Placa de pruebas STM32f3 Discovery



Se eligió la placa Discovery por varios motivos:

- Dispone de un procesador muy potente, capaz de trabajar a 72 Mhz.
- Cuenta con cuatro ADC's independientes, esto obviamente era perfecto para los cuatro hidrófonos.
- Tiene integrados un giróscopo, un acelerómetro y una brújula, estos dispositivos suponían algo imprescindible para crear el sistema de navegación.
- Personalmente poseía experiencia con las placas de la marca STM por las prácticas realizadas en la universidad, lo que fue de gran ayuda y disminuyó el tiempo de desarrollo.
- El microcontrolador STM32F3 cuenta con un interfaz SPI que se usará en varias fases del SONAR.
- La facilidad de programación a través de su interfaz USB.

### 3.3 COMPUTACIÓN DE BAJO COSTE

En este proyecto debido a su alta carga matemática y computacional no era suficiente con la potencia que te puede dar un microcontrolador, se necesita algo más próximo en cuanto a prestaciones y velocidad de procesamiento a un ordenador. En los últimos años se está produciendo un gran auge de los llamados *ordenadores de placa reducida* o SBC (Single Board Computer), hasta hace relativamente poco el casi único elemento de este tipo que se podía encontrar en el mercado era la Raspberry Pi, han ido surgiendo otros modelos tales como el Cotton Candy, el Beagle Box o el CuBox, incluso alguno basado en Android como el MK802. Independientemente del modelo casi todos comparten características destacables tales como su muy reducido tamaño, su impresionante bajo coste y que todos los componentes del ordenador están integrados en la placa base necesitando solo para trabajar con ella un ratón, un teclado y una pantalla.



Una de las características con la que cuenta la Raspberry Pi y que no es común a todos los modelos enumerados anteriormente es que permite el acceso a una serie de GPIOs a través de pines externos, lo que da la posibilidad de trabajar directamente con los puertos serie y SPI del micro así como usarlos como tomas de tensión de 3 o 5 V. Es importante apuntar que no todos los GPIOs del micro están disponibles o accesibles, pero en realidad con los que dispone es mas que suficiente para aplicaciones similares a la que ahora nos ocupa.

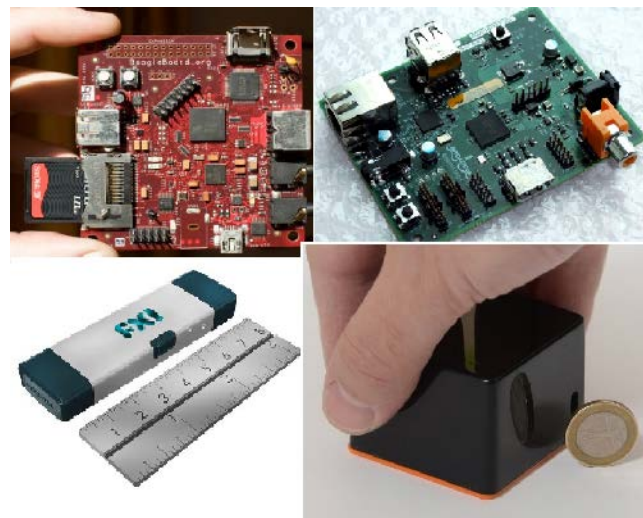


Fig. 6 Modelos actuales de dispositivos de computación de bajo coste

La Raspberry Pi tiene un integrado que se encarga del procesamiento gráfico, además tiene la tarea de cargar el kernel en cada arranque del dispositivo. Existen una gran variedad de sistemas operativos basados en UNIX para utilizar en la Raspberry Pi, además se puede utilizar el hardware en modo *bare metal*. Se llama *bare metal* a trabajar con el micro sin sistema operativo accediendo directamente con las funciones que implementa de manera nativa. Esto permite ahorrar la imprecisión que impone un sistema operativo convencional sobre todo a la hora de controlar las interrupciones o al hacer un control determinista de algo en concreto.

Una posible solución a este problema es el uso de sistemas operativos en tiempo real, aunque es cierto que complica mucho el trabajo con la computadora y que no se trata de sistemas comerciales si no desarrollados por aficionados de manera voluntaria y sin ánimo de lucro por lo que al no ser sistemas comerciales no se ofrece ninguna garantía



de su correcto funcionamiento, es cierto que estos sistemas dan muy buenos resultados, además al tratarse de elementos que se ofrecen en código abierto y de manera gratuita cuentan con una gran comunidad de la que se puede obtener una gran ayuda así como consejos técnicos.

Los principales motivos para la elección de la Raspberry en este proyecto fueron:

- Una gran comunidad de la que obtener ayuda en caso de que surgieran problemas.
- Es un dispositivo muy testado y sus fortalezas y debilidades están muy establecidas por lo que se trabajaba sobre un sistema muy definido.
- Existen multitud de librerías con las que acceder a funciones del microcontrolador aun desde un sistema operativo.
- La posibilidad de realizar un *overclocking*, sin correr riesgo, si hubiese sido necesario para mejorar la velocidad de la aplicación.
- El fácil acceso a pines conectados a los GPIOs del micro, que se usaron en el SONAR con diferentes propósitos.

## 4. INTRODUCCIONES TEÓRICAS

### 4.1 ECUACIONES DEL SONAR

Hay muchas ecuaciones que componen el SONAR pasivo pero la más común de estas es aquella que trata de cuantificar todos los efectos en la detección pasiva de un sonido o señal proveniente de un objetivo o un emisor. Esta ecuación presenta la forma que se muestra a continuación:

$$L_{S/N} = SL - TL - (NL - DI)$$

En esta ecuación podemos identificar los siguientes términos:

- **SL** (SourceLevel) o Nivel de Fuente es el nivel de sonido emitido por un emisor.
- **TL** (TransmissionLoss) o Pérdidas de Transmisión se refiere a las pérdidas sufridas durante la propagación del sonido.
- **NL** (NoiseLevel) o Nivel de Ruido representa el posible ruido que pueda tener lugar en el campo donde está trabajando el SONAR.
- **DI** (DirectivityIndex) o Índice de Directividad, este parámetro representa varias características del receptor.
- $L_{S/N}$  representa el ratio señal/ruido.

En la figura 7 se aprecia un esquema sencillo del funcionamiento del SONAR y el *pinger* así como de la emisión y recepción de ondas :

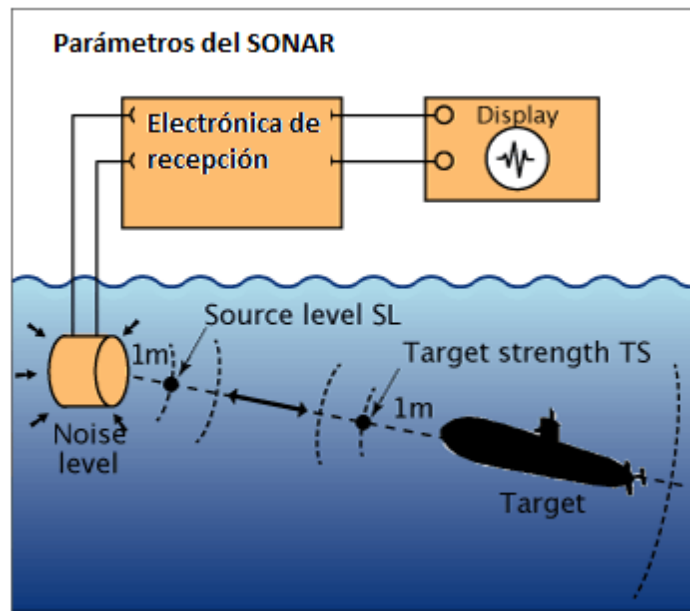


Fig. 7 Esquema funcionamiento físico del SONAR

#### 4.1.1 ELEMENTOS DE LA ECUACIÓN DE SONAR PASIVO

En este apartado de la memoria se describen las principales variables a tener en cuenta cuando se diseña un sonar pasivo, concretamente:

- El ratio señal/ruido.
- El nivel de la señal recibida.
- El nivel de ruido.
- Las pérdidas por transmisión
- Las pérdidas por propagación esférica y cilíndrica.
- El ruido propio.
- La teoría de detección.
- EL ajuste de umbral.

En los siguientes apartados se describen cada uno de estos elementos:

##### **RATIO SEÑAL/RUIDO**

Se trata de la relación entre la señal recibida por un receptor y el ruido. Es un concepto importante ya que representa el grado en que un amplificador puede ser usado para mejorar esta situación. Si tenemos un ratio señal/ruido ( $S/N$  o  $SNR$ ) demasiado bajo el ruido será aproximadamente igual a la señal que deseamos captar. En este caso la



amplificación también aumentará el ruido y no obtendremos ninguna mejora. Para ratios altos la amplificación mejorará la magnitud de la señal con respecto al ruido [4].

Una buena cuestión es como de alto debe ser este ratio. Para elementos de electrónica de consumo tales como dispositivos de audio se necesitaran valores altos de SNR. Para el caso de identificación de información valores no tan altos pueden ser suficientes, de hecho muchos sistemas adoptan como estándar valido un ratio de 1,0. De aquí en adelante nos referiremos a este criterio como Umbral de Detección o **DT** (*DetectionThreshold*). Cualquier señal que superé el DT será considerado como un exceso de señal.

Es importante aclarar que las ecuaciones del SONAR pasivo comparan "niveles" (dB) en lugar de directamente las intensidades. De esta manera  $L_{S/N}$  se define así:

$$L_{S/N} = 10 \log \frac{Señal_{requerida}}{Ruido}$$

el umbral de detección también se da en decibelios.

#### **NIVEL DE SEÑAL RECIBIDA**

En la ecuación del SONAR está definido por **SL - TL**. El origen de estos términos es la intensidad de la señal que es transmitida de la señal que es transmitida al agua desde el emisor. Esto es el llamado Nivel de fuente o **SL** (SourceLevel):

$$SL = 10 \log \frac{I_s}{I_0}$$

siendo  $I_s$  la intensidad de la señal y  $I_0$  la intensidad de referencia.

Puesto que la señal viaja a través del agua, parte de esta señal se pierde debido a distintos mecanismos (rozamiento de las partículas, ionización...). La totalidad de esta perdida se cuantifica mediante el término denominado Perdidas de Transmisión o **TL** (*TransmissionLoss*):

$$TL = 10 \log \frac{I_s}{I_R}$$

siendo  $I_R$  la intensidad de la señal recibida.

El **SL** menos las **TL** determina cuanta señal es recibida en el detector.

$$L_s = (SL - TL) = \text{Nivel de Señal}$$

como norma general, las perdidas de transmisión son dependientes de la distancia entre la fuente y el receptor. Puesto que uno de los principales objetivos de un SONAR es hallar la distancia a la que se encuentra el objetivo, normalmente se reordena la ecuación de manera que la incógnita a despejar sea **TL**. Las perdidas que pueden ser toleradas de manera que aún se cumplan con los criterios de detección se denominan Número de Mérito. Esta cantidad proporciona un medio para estimar la distancia a la que se puede conseguir la detección.

$$TL_{\text{permisibles}} = \text{Número de Mérito} = SL - L_{\frac{s}{N}}^{\text{Umbral}} - (NL - DI)$$

Se puede realizar muchas consideraciones posteriores que refinan esta aproximación básica, puesto que ciertos elementos y procesos pueden variar esta ecuación. Además se debe tener en cuenta la banda de frecuencias en la que se mueve la señal así como el ruido deben ser siempre considerados.

#### NIVEL DE RUIDO

EL Nivel de Ruido, **L<sub>N</sub> ó NL** (*Noise Level*) es la suma del total de efectos del entorno y el ruido que generan los propios circuitos del SONAR y que obstaculizan nuestra capacidad de detección de una determinada señal.

$$L_N = (NL - DI)$$

El ruido provocado por el entorno puede estar provocado por una gran cantidad de fuentes incluyendo el propio agua o el viento, barcos y actividad biológica o industrial:

$$NL = 10 \log \frac{I_n}{I_0}$$

donde **I<sub>n</sub>** es la intensidad del ruido.

El Índice de Directividad o **DI** (*Directivity Index*) es el ratio entre el nivel de ruido captado por el detector y el ruido total existente alrededor de los 360°

$$DI = 10 \log \frac{N_{ND}}{N_D}$$

donde  $N_{DN}$  es la potencia de ruido para un receptor no direccional y  $N_D$  la potencia de ruido generada por el receptor. Cuando un receptor es omnidireccional, el ratio de potencia es 1, lo que corresponde a 0 dB. Si un receptor de sonar está compuesto a su vez por un conjunto de receptores, sus haces se forman donde el sistema presenta una mayor responsividad debido a las interferencias de sonido coherente. En este caso el ruido isotrópico no alcanza al receptor. Puesto que solo el ruido emitido en la dirección correcta alcanza el receptor, este es mucho más reducido que en el caso del receptor omnidireccional.

Los medios acuáticos son muy complejos, en ellos, el sonido nunca realiza una trayectoria recta como sería deseable. A continuación se descompondrá cada uno de los elementos de la ecuación del sonar en sus componentes, con el fin de dar una explicación en profundidad de cada uno de ellos

#### **PERDIDAS POR TRANSMISIÓN**

Las pérdidas de transmisión **TL** es el parámetro que compara la cantidad de señal a un rango específico desde la fuente con la intensidad de la fuente a una distancia de 1m. La ecuación tendría la forma:

$$TL = 10 \log \frac{I_{1m}}{I_R}$$

Prestando atención a la explicación básica dada antes acerca del sistema SONAR, nos daremos cuenta de que todos los términos se expresan como relaciones de una cantidad con respecto a otra. Esto nos permite expresar términos con variaciones muy grandes, de varios órdenes de magnitud, con otros de manera más sencilla. Esto también hace más fácil el cálculo de cantidades en el SONAR.

Por ejemplo, la combinación de **TL** con **SL**, lo que nos permite calcular la cantidad de la señal de fuente recibida o  $L_s$ , es de la siguiente manera:

$$L_s = SL - TL$$

sustituyendo la definición de **SL** y **TL** en la ecuación anterior queda:

$$L_s = SL - TL = 10 \log \frac{I_{1m}}{I_{ref}} - 10 \log \frac{I_{1m}}{I_R}$$

$$L_S = 10 \log \frac{I_{1m}}{I_{ref}} + 10 \log \frac{I_R}{I_{1m}}$$

$$L_S = 10 \log \frac{I_R}{I_{ref}}$$

De esta manera se aprecia que el resultado, el nivel de fuente recibido, es la relación en dB de la intensidad a un determinado rango **R**, comparado con la intensidad de una señal de referencia con un valor eficaz de presión de 1  $\mu$ Pa.

Las pérdidas de transmisión están producidas principalmente por dos motivos:

- Pérdidas geométricas debidas a la propagación esférica o cilíndrica de la señal.
- Atenuación causada por la absorción, disipación, viscosidad y condiciones térmicas del medio.

Estos dos tipos de perdidas se analizan a continuación:

#### **PERDIDAS POR PROPAGACIÓN ESFÉRICA**

Consideremos que existe un punto en el espacio que actúa como fuente, emitirá en todas las direcciones del espacio tridimensional. Este punto producirá frentes de onda esféricas que se propagarán y crecerán según se alejen de la fuente.

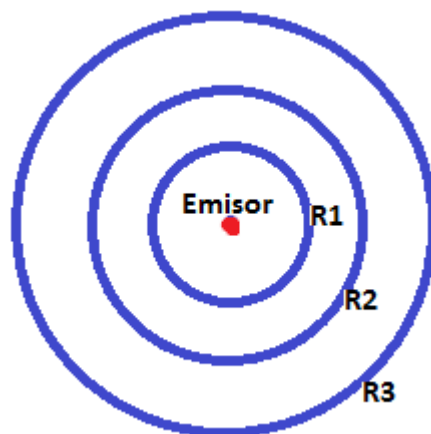


Fig. 8 Diagrama explicativo propagación esférica



Suponiendo que no hubiese atenuación la potencia de una frente de ondas o una esfera se podría expresar en términos de su intensidad como:

$$P = I * A = I * (4 * \pi * R^2)$$

pero al despreciar la atenuación la potencia de cada onda sería constante e igual, de manera que:

$$P_1 = P_2$$

$$I_1 * 4 * \pi * R_1^2 = I_2 * 4 * \pi * R_2^2$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{4 * \pi * R_2^2}{4 * \pi * R_1^2} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2$$

Ahora usando la definición de pérdidas por transmisión:

$$TL = 10 \log \frac{I_{1m}}{I_R}, \text{ donde } \frac{I_{1m}}{I_R} = \frac{4 * \pi * R^2}{4 * \pi * (1 \text{ m})^2} = \frac{R^2}{(1 \text{ m})^2}$$

entonces:

$$TL = 10 \log \frac{R^2}{1^2}$$

$$TL = 20 \log R$$

Esta ecuación es cierta solo para las perdidas por transmisión debidas a la propagación esférica, este es factor determinante en las perdidas para el SONAR pasivo, pero existen otros factores a tener en cuenta.

#### **PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN CILÍNDRICA**

Estas pérdidas aparecen cuando la propagación de las ondas no se produce en las tres dimensiones, esto puede ocurrir a causa de ciertas condiciones del entorno como la existencia de estructuras o una posición de la fuente sea demasiado próxima al suelo o a la superficie, debido a esto la potencia del frente de onda se pierde por efectos de reflexión. Una aproximación es imaginar un frente de onda que se propaga siguiendo un patrón cilíndrico. En este caso el área del frente de onda se calcularía así:

$$A = 2 * \pi * R * H$$

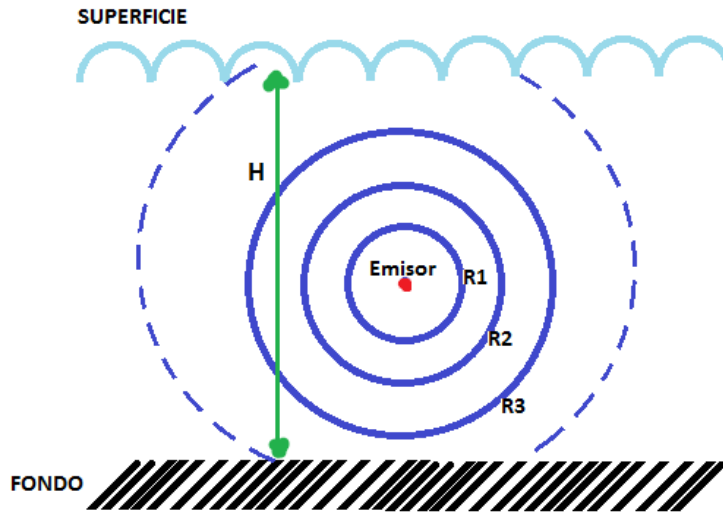


Fig. 9 Esquema propagación cilíndrica

es importante destacar que se desprecian las superficies de la parte superior e inferior del cilindro ya que se considera que su energía se pierde pues son reflejadas, ya sea por el fondo o por la superficie.

De la misma manera que se calcularon las pérdidas esféricas podemos determinar las pérdidas por dispersión esférica:

$$\frac{I_{1m}}{I_R} = \frac{2 * \pi * R * H}{4 * \pi * 1 * H} = \frac{R}{1 m}$$

$$TL = 10 \log \frac{I_{1m}}{I_R}$$

$$TL = 10 \log R$$

Existe una limitación en la ecuación anterior ya que no tiene en cuenta las pérdidas esféricas hasta que la dispersión puede ser considerada cilíndrica, a la distancia hasta que esto ocurre se la denomina **rango de transición**  $R_0$ . Tras un par de desarrollos matemáticos, que se obviarán por escapar a los objetivos del presente documento, se

llega a la siguiente ecuación, la cual tiene en cuenta el rango de transición antes mencionado:

$$TL = 20 \log R_0 + 10 \log \frac{R}{R_0}$$

Este rango de transición puede ser determinado de la siguiente manera:

$$R_0 = \sqrt{\frac{\delta * H}{8}} * \sqrt{\frac{H}{H - d}}$$

siendo  $d$  la profundidad a la que se encuentra la fuente y  $\delta$  el radio de curvatura de la onda de sonido. A pesar de que esta ecuación presenta ciertas limitaciones para nuestros propósitos será una aproximación más que precisa.

A continuación se analizan las variables que producen variaciones en la recepción de la señal así como pérdidas en la señal:

### ATENUACIÓN

Se denomina atenuación a la disminución de la intensidad del sonido por unidad de distancia que este viaja. Las perdidas por atenuación son el resultado de la combinación de las perdidas por absorción y por dispersión. El agua es un medio disipativo, esto quiere decir que absorbe parte de la energía de la onda transmitida.

Cuando se habla de absorción se hace referencia a la conversión de energía acústica en calor en el fluido. Existen tres causas principales de las perdidas por absorción:

- Viscosidad: la energía de la onda se convierte en energía térmica, calentando el fluido, debido al rozamiento de sus moléculas.
- Cambios en la estructura molecular: Debido a las altas frecuencias de las ondas las moléculas de agua sufren recombinaciones tales como la descomposición en iones.
- Conducción de calor: este proceso es despreciable pero existe en la realidad.



### **PROFUNDIDAD**

Diremos sólo que la profundidad puede tener un gran efecto en las transmisiones de datos submarinas, por ejemplo en la superficie oceánica existe un factor de atenuación de 40 dB/Km, a 2000 m de profundidad el factor aumenta hasta 30 dB/Km y a 4000 m este factor es de 22 dB/Km.

### **RUIDO AMBIENTE**

Una de las partes mas difíciles de la detección de un objetivo en un entorno marino es "escuchar" dicho objetivo entre todo el ruido del entorno.

Las principales fuentes de ruido en medios oceánicos son:

- **Mareas y corrientes:** constituyen una pequeña pero existente contribución al ruido del entorno. Estos movimientos de grandes masas de agua puede crear importantes cambios de presión en el medio acuático. Pueden generar emisiones de baja frecuencia, inferior a los 100 Hz.
- **Movimientos sísmicos:** la actividad sísmica de la tierra puede generar ondas de muy baja frecuencia, del orden de los 10 Hz, no obstante generalmente no crean una gran influencia y se pueden despreciar.
- **Tráfico marítimo:** el ruido proveniente de las embarcaciones puede viajar distancias de hasta 1600 Km. El rango de frecuencia donde se mueve el ruido creado por la tecnología humana está entre los 10 Hz y 1KHz, el nivel de ruido depende de la cantidad de embarcaciones que se encuentre en el entorno en un momento determinado. En las cercanías de las rutas marítimas y los puertos se incrementa enormemente el ruido.
- **El estado del mar:** determinado por factores como la velocidad del viento, es la componente principal en el rango de los 500 Hz.

En rangos de frecuencias más altas, entre 1 KHz y 100 KHz la principal fuente de ruido es la agitación en la superficie, además la presencia de mamíferos marinos o lluvia también puede producir señales en este rango de frecuencias. Para frecuencias aun más altas, mayores a 100 KHz, la generación de ruido es predominantemente debida a procesos termo-electrónicos.



A modo de normas generales podemos concluir que:

- **NL** suele disminuir según aumenta la frecuencia.
- **NL** disminuye al aumentar la profundidad puesto que las fuentes de ruido se suelen encontrar próximas a la superficie.
- El ruido ambiental es generalmente mayor en aguas de escasa profundidad.

### ***RUIDO PROPIO***

Puesto que el SONAR diseñado en este trabajo está pensado para poder ser embarcado en cualquier tipo de vehículo marino o submarino se deben tener en cuenta todas las fuentes de ruido que pueden aparecer debido a la propia embarcación que transporta el SONAR. Algunas de estas fuentes son:

- **Ruido de hélices:** dependiendo de la velocidad de rotación y la geometría de las palas se crean frecuencias en la banda de los 0,1 Hz y 10 Hz. Además estas hélices inducen una cavitación que genera ruido de alta frecuencia. La cavitación depende de la velocidad de rotación, el tipo de hélice y la profundidad a la que nos encontremos.
- **Ruido de flujo:** es debido a las turbulencias generadas por el flujo de agua sobre el casco de las embarcaciones. Depende entre otros factores de forma del casco, la velocidad del vehículo y la situación del receptor.
- **Ruido de maquinaria:** las vibraciones generadas, por ejemplo, por los motores de los vehículos se transmiten al agua a través del casco y de esta al SONAR.
- **Ruido transitorio submarino:** el silencio que deben guardar los vehículos submarinos para evitar su detección puede ser roto en ocasiones por transmisiones cortas. Estas pueden ser debidas al inicio o parada de maquinaria o a ciertas maniobras, estas emisiones son muy características de los submarinos y de hecho son usadas para su detección.
- **Ruido de actividad:** provocado por los propios tripulantes del vehículo
- **Ruido térmico y eléctrico:** provocado por los propios circuitos del SONAR y su funcionamiento.

#### 4.1.2 TEORIA DE DETECCIÓN

El criterio de detección se basa en que la cantidad de energía de onda captada por el receptor supere un determinado umbral. La forma más común para definir este proceso es expresar un ratio o relación entre la señal que deseamos capturar y el ruido, denominaremos esta relación como **SNR** (SignalNoise Ratio), la expresión matemática sería:

$$SNR = 10 \log \left( \frac{Señal}{Ruido} \right)$$

El mínimo SNR que se requiere para determinar que efectivamente la señal que estamos buscando existe en el entorno durante un porcentaje de tiempo preestablecido. Se denomina Umbral de Detección o **DT** (Detection Threshold). En la práctica el umbral de detección es un concepto estadístico, puesto que el ruido del entorno ocultará la señal y provocará en ella fluctuaciones aleatorias.

#### AJUSTE DE UMBRAL

Asumamos que en el entorno de trabajo del SONAR existe un ruido aleatorio, asumamos también que nuestro SONAR está compuesto por un solo hidrófono que convierte las ondas acústicas incidentes en variaciones de tensión que mas tarde serán procesadas. Una representación de la salida en voltaje del hidrófono en un entorno ruidoso presenta un aspecto similar al mostrado en la figura 10:

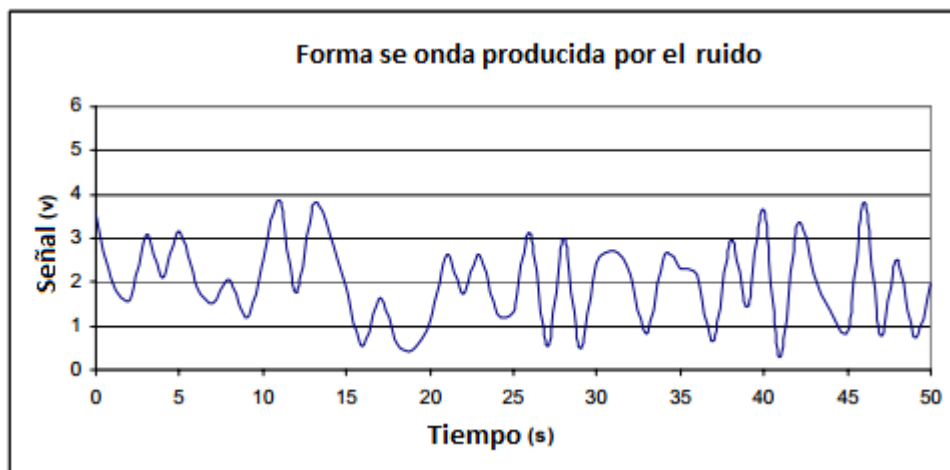


Fig. 10 Captura de ruido

Supongamos ahora que en el mismo entorno se encuentra la señal que deseamos capturar, esta podría se asemeja al que presenta la figura 11:

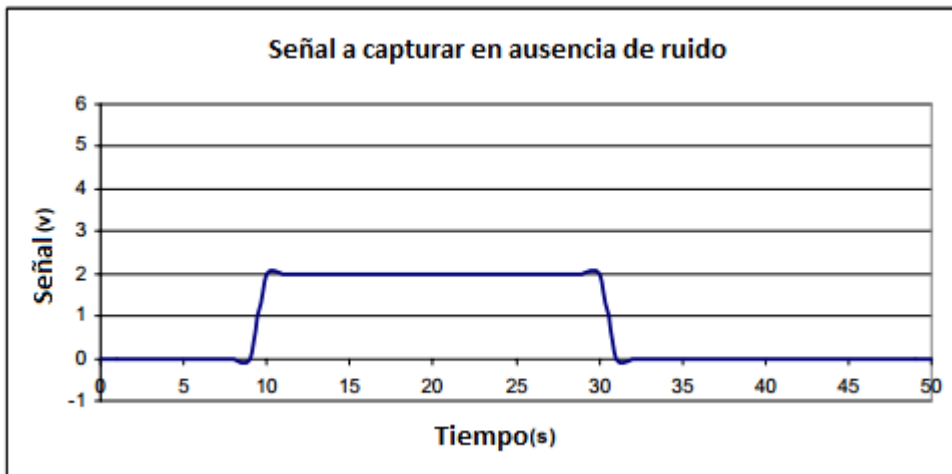


Fig. 11 Captura de señal

La suma de ambas señales sería lo que efectivamente captaría el hidrófono, dando lugar a la forma de onda mostrada a continuación:

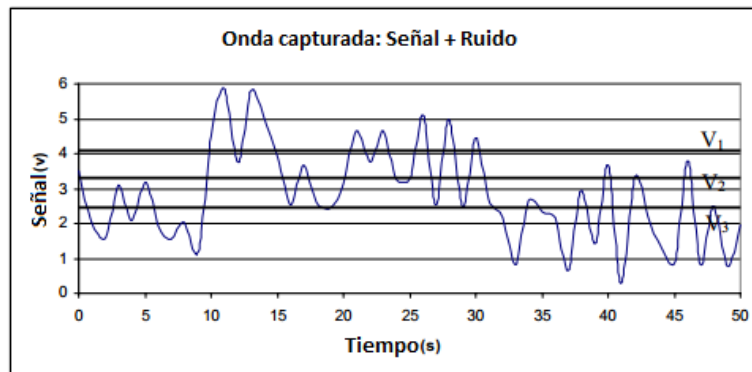


Fig. 12 Captura señal + ruido

A la vista de la señal que recibe el hidrófono (figura 12) la cuestión a plantear ahora es: ¿Cuál es el nivel correcto de umbral? ¿deberíamos establecer **V1** como umbral? de esta manera solo las señales que superen dicho nivel se considerarán una detección, ¿tal vez debería ser **V2**? de esta manera no solo serán detectadas las señales si no también algunos niveles de ruido ¿o podría ser **V3**? donde muchos niveles de ruido



podrían ser tratadas como detecciones. Esta cuestión de donde situar nuestro umbral es muy importante y nada fácil de responder, pero primero debemos enfocar bien nuestra pregunta, de hecho, la cuestión debería ser acerca de que porcentaje de tiempo puede ser considerado tolerable una falsa alarma y cuanto puede ser tolerable la pérdida de la señal en un determinado momento.

Como procedimiento general se puede usar, obteniendo resultados más que aceptables, un umbral de detección tal que, el exceso de intensidad de una señal con **SNR** = 0 dB para la cual se espera un 50% de probabilidades de no ser detectada.



## 4.2 PROTOCOLO SPI

Dado que se utiliza el protocolo SPI en varias etapas del proyecto resulta adecuado realizar al menos una aproximación de dicho protocolo así como de las variantes que presenta debido al importante papel que cumple dentro del proyecto global del SONAR.

Las siglas SPI hacen referencia a los términos *Serial PeripheralInterface* que en castellano se puede traducir como *Interfaz Serial de Periféricos*, está ampliamente extendido hoy en día y se usa para el control de una amplia gama de dispositivos, este protocolo pertenece a la empresa Motorola[5].

Para empezar se puede describir el SPI como un flujo serie de datos, que en última instancia son bits, controlado por un reloj, este reloj lo provee el dispositivo maestro. Al tratarse de un dispositivo serie y no paralelo contamos con la obvia ventaja de la reducción del cableado externo. Esto se traduce también en que el protocolo no sea tan rápido como otros implementados sobre una arquitectura paralela, pero a pesar de esto para la aplicación que nos ocupa el SPI da una velocidad muy por encima de la estrictamente necesaria. Otra de las ventajas que supone el SPI es su versatilidad de configuración pudiéndose elegir entre arquitecturas maestro-esclavo, maestro-multiesclavo, esto en cuanto a dispositivos, hablando de estructura del protocolo también presenta varias posibilidades tales como el full-dúplex, donde tanto maestro como esclavo envían y reciben información o el half-duplex donde uno de ellos envía y el otro recibe.

Los nombres clásicos estándar usados en los conectores de los dispositivos SPI junto con el significado de las siglas son como sigue:

- **MISO:** *Master In / Slave Out* ó Entrada del Maestro/ Salida del Esclavo. En el caso general, este pin es usado para transmitir datos en el caso del esclavo y recibirlos en el caso del maestro.
- **MOSI:** *Master Out / Slave In data* ó Entrada del Esclavo/ Salida del Maestro . En el caso general, este pin es usado para transmitir datos en el caso del maestro y recibirlos en el caso del esclavo



- **CLK** : Es la entrada o salida del reloj dependiendo si es el pin del dispositivo esclavo o el del dispositivo maestro respectivamente.
- **NSS** :Adicionalmente algunos dispositivos pueden disponer de un pin que actuarán como un *Chip Select* o un *Enable*, es un complemento de la comunicación que indica por ejemplo a un dispositivo esclavo cuando debe empezar a leer información que le llegará o a enviarla, también se puede usar como selector de esclavo.

En el caso mas sencillo se podría llevar a cabo una comunicación SPI entre dos dispositivos con tan solo 2 hilos, uno como **CLK** y un segundo como **MISO** o **MOSI**.

### 4.3 TEORÍA DE FILTROS

Uno de los elementos fundamentales en cualquier circuito que implique un análisis de señales electrónicas son los filtros. La función de un filtro es eliminar aquellas componentes de la señal buscada que no nos interesan. Estas componentes pueden ser provocadas por un gran número de factores, ruido eléctrico, ondas electromagnéticas que se acoplan a nuestro circuito debido a que los cableados actúan como pequeñas antenas absorbiendo estas radiaciones, incluso otras emisiones lanzadas intencionadamente con otros fines y que obviamente nuestro sistema también registrará.

Por los elementos que forman el filtro estos se pueden dividir en pasivos y activos, además según la banda que atenúen se pueden clasificar en paso-bajo, paso-alto y paso-banda[6].

El tipo más elemental de filtro es el filtro pasivo, llamado así por no tener ningún elemento activo, compuesto en su versión más básica por una resistencia y un condensador. Dependiendo de la topología que presenten estos dos componentes con respecto a la señal a filtrar, obtendremos un filtro paso bajo o uno paso alto, obviamente combinando ambos obtendremos un filtro pasa-banda. El funcionamiento de los filtros se basa en el principio de impedancia, y mas concretamente en la capacidad de variación de esta dependiendo de la frecuencia en los condensadores. La impedancia **Z** aportada por una resistencia es directamente su valor en ohmios, es decir, para el caso de una resistencia: **Z = R (Ω)**, para el caso del condensador esta relación depende de la frecuencia de la señal que atraviese dicho condensador, la formula es:

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

siendo  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega = 2\pi f$  y **C** el valor de la capacitancia del condensador en Faradios (F), la  $f$

del termino  $\omega$  es a su vez la frecuencia angular de la señal, siguiendo esta formula es fácil ver que para una capacitancia constante a mayor frecuencia menor será la

impedancia presentada por el capacitor y viceversa. Llevado esto a los valores limite, es decir, corriente continua y frecuencia infinita ocurre lo siguiente:

$$\begin{array}{ll} \text{si } f \rightarrow 0 & Z \rightarrow \infty \\ \text{si } f \rightarrow \infty & Z \rightarrow 0 \end{array}$$

Fig. 13 Relación frecuencia e impedancia

De esta manera un filtro pasivo de primer orden puede ser visto, en su expresión más simple, como un simple divisor de tensión entre dos impedancias, un condensador y una resistencia, para un circuito como el mostrado en la figura 15:

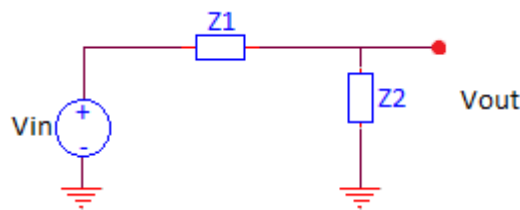


Fig. 14 Estructura básica de un filtro

En este circuito, debido a la situación de ambas cargas se cumple que:

$$V_{out} = V_{Z2} = \frac{Z2}{Z1 + Z2} * Vin$$

Cuanto mayor sea el valor de **Z2** respecto de **Z1** mas cierta será la siguiente igualdad:

**Vout= Vin**, esto implica dos consecuencias:

- La primera consecuencia es que si establecemos el capacitor en la posición de **Z2**, para un valor fijo de una resistencia conectada como **Z1**, cuanto menor sea la frecuencia de **Vin** mayor será **Z2** y por tanto mas se aproximará **Vouta Vin**, estableciéndose de esta manera un **filtro paso bajo**.
- La segunda es que siguiendo el mismo desarrollo y cambiando la situación de los componentes, estableciendo el condensador en **Z1** y la resistencia en **Z2**, cuanto mayor sea la frecuencia más se cumplirá la igualdad **Vout=Vin**, puesto

que se irá reduciendo el valor de **Z1**, provocando un aumento en la caída de tensión en **Z2**, de esta manera se obtiene un **filtro paso alto**.

Una de las características más importante a tener en cuenta cuando se trata del diseño de filtros es la **frecuencia de corte**, es decir, la frecuencia a partir de la cual queremos que nuestro filtro comience a atenuar, en la práctica se denomina frecuencia de corte a aquella en la que ocurre que **Vout = 0,7071 \* Vin**. La formula que nos permite calcular la frecuencia de corte en uno filtro pasivo RC es como sigue:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$$

Siendo **Fc** la frecuencia de corte, **R** el valor de la resistencia en ohmios ( $\Omega$ ) y **C** el valor del capacitor en Faradios (F).

A modo de aclaración se muestra una ilustración con ambas topologías (figuras 16 y 18), sus tensiones de salida como resultado de un barrido de frecuencias a su entrada se muestran en dos gráficas: una de manera lineal y otra en escala logarítmica, esta última nos permitirá ver a que frecuencia se produce la atenuación de 3 dB, esto también nos indicará la frecuencia de corte, en las figuras 17 y 20 se muestra la ganancia d filtro frente a la frecuencia en voltios, en las figuras 18 y 21 se muestra también esta ganancia pero en dB:

### Filtro paso-bajo

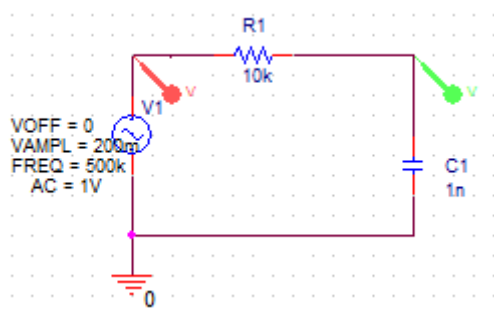


Fig. 15 Filtro pasivo paso-bajo

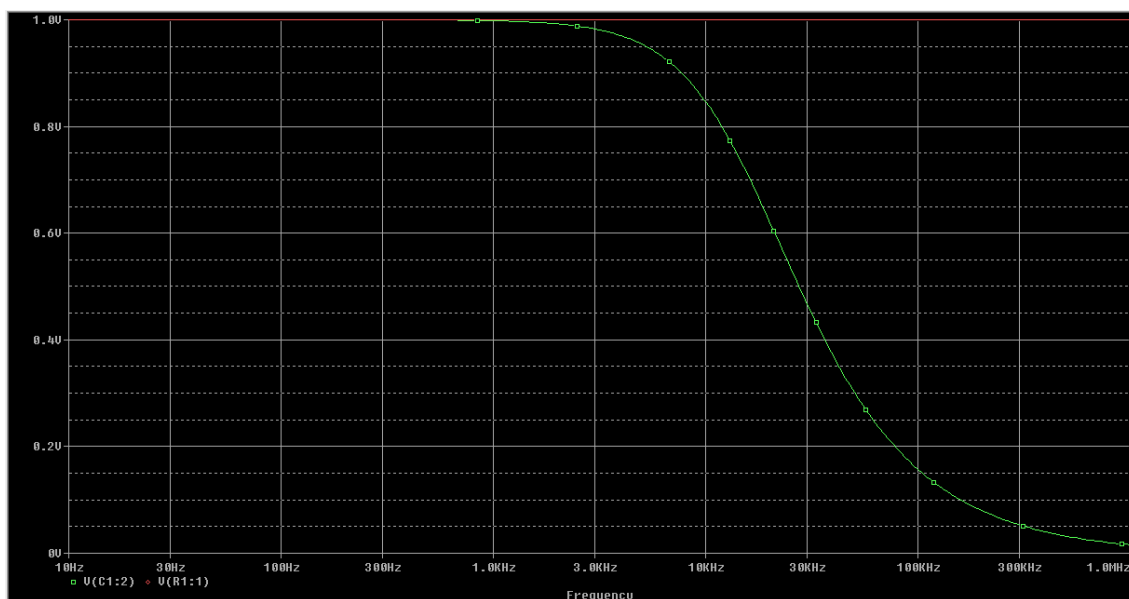


Fig. 16 Diagrama ganancia (V)/ frecuencia filtro paso-bajo

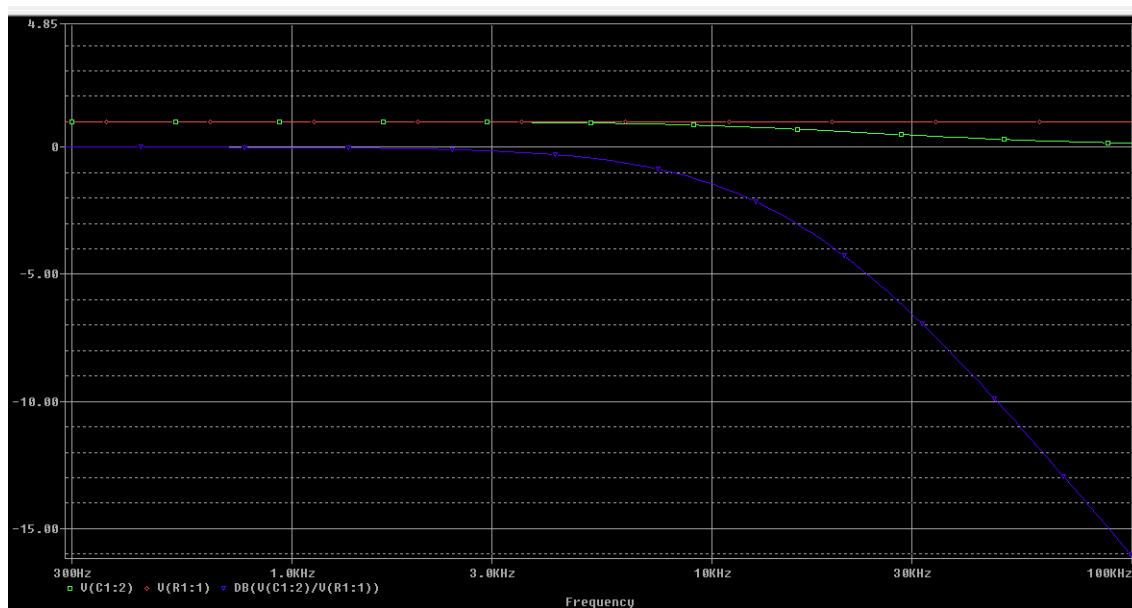


Fig. 17 Diagrama ganancia (dB)/ frecuencia filtro paso-bajo

Filtro paso-alto

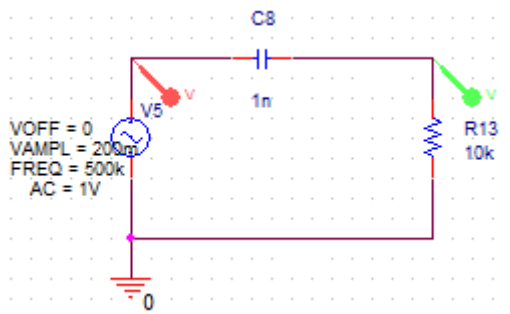


Fig. 18 Filtro paso-alto

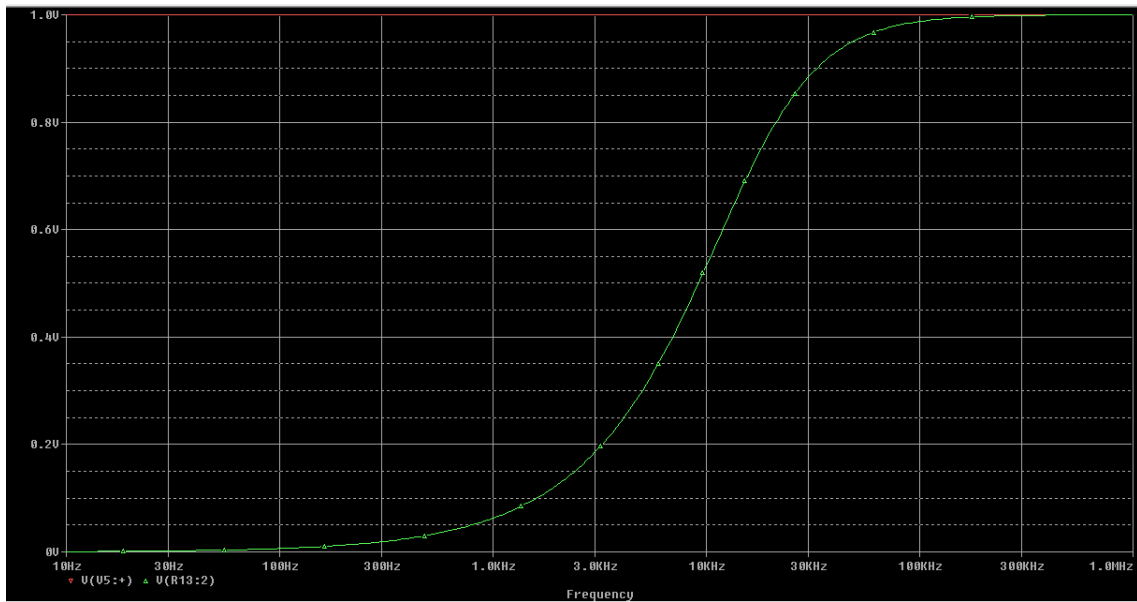


Fig. 19 Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro paso-alto

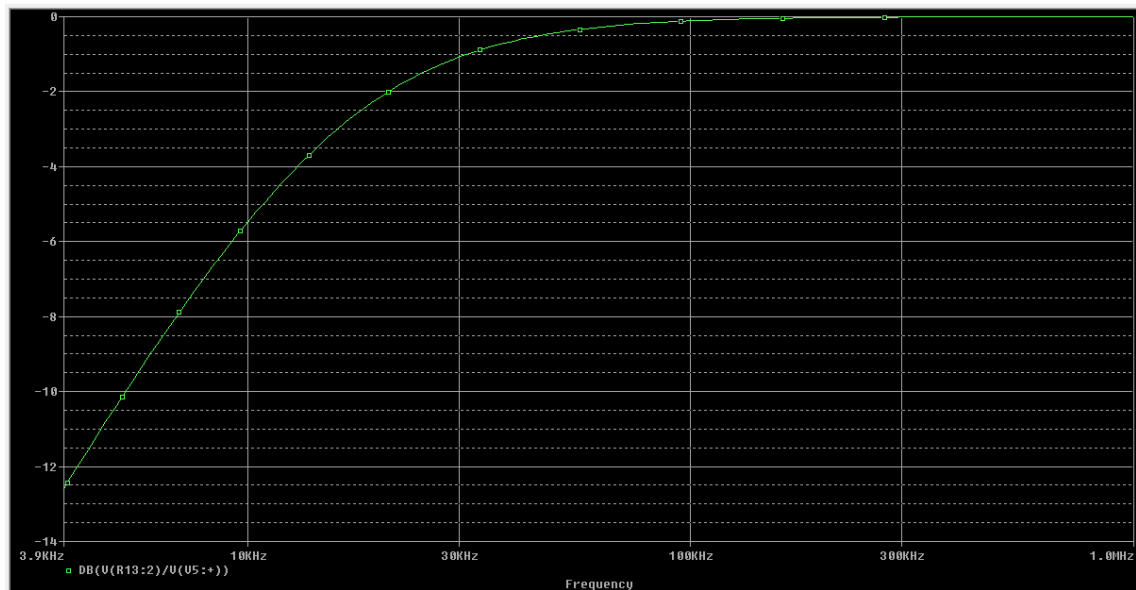


Fig. 20 Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro paso-alto

Como podemos apreciar ambos filtros tiene una frecuencia de corte de 16Khz, lo cual puede ser matemáticamente deducido ya que tanto la resistencia como el capacitor de ambos filtros tienen los mismos valores en ambos casos. Para la creación de un filtro pasa-banda pasivo solo deberíamos situar un filtro paso-bajo a continuación de uno paso-alto o viceversa, esto se muestra en las siguientes ilustraciones:

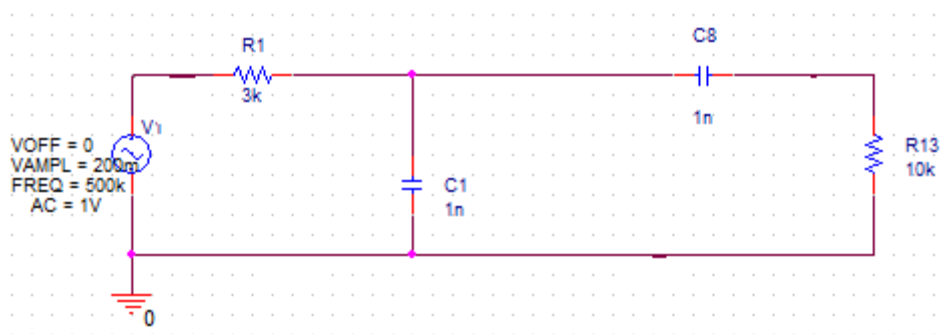


Fig. 21 Filtro pasivo paso-banda



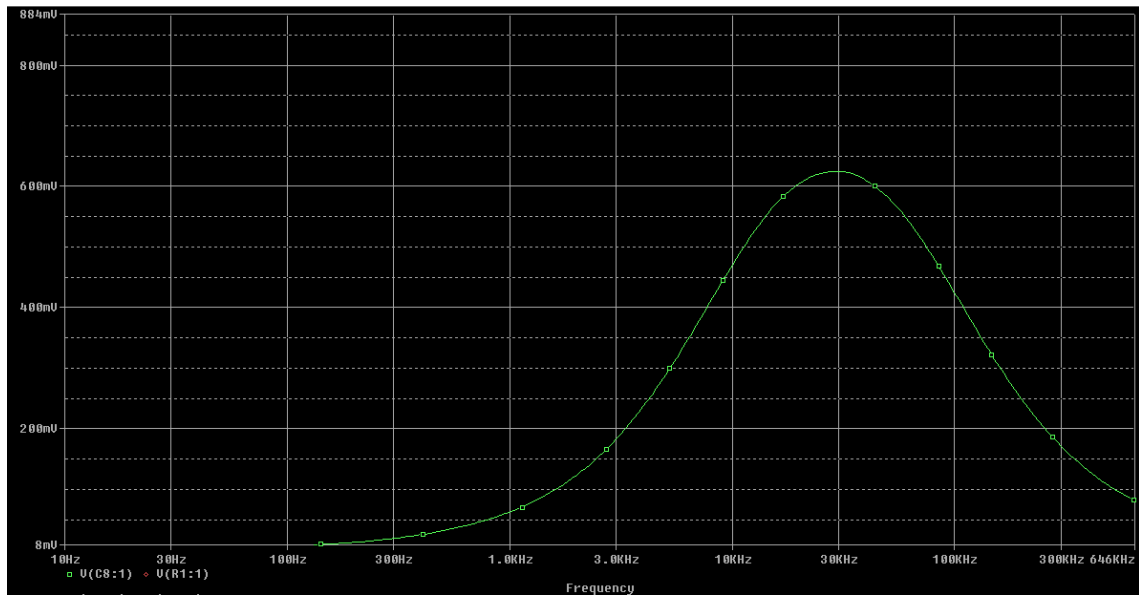


Fig. 22 Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro paso-banda

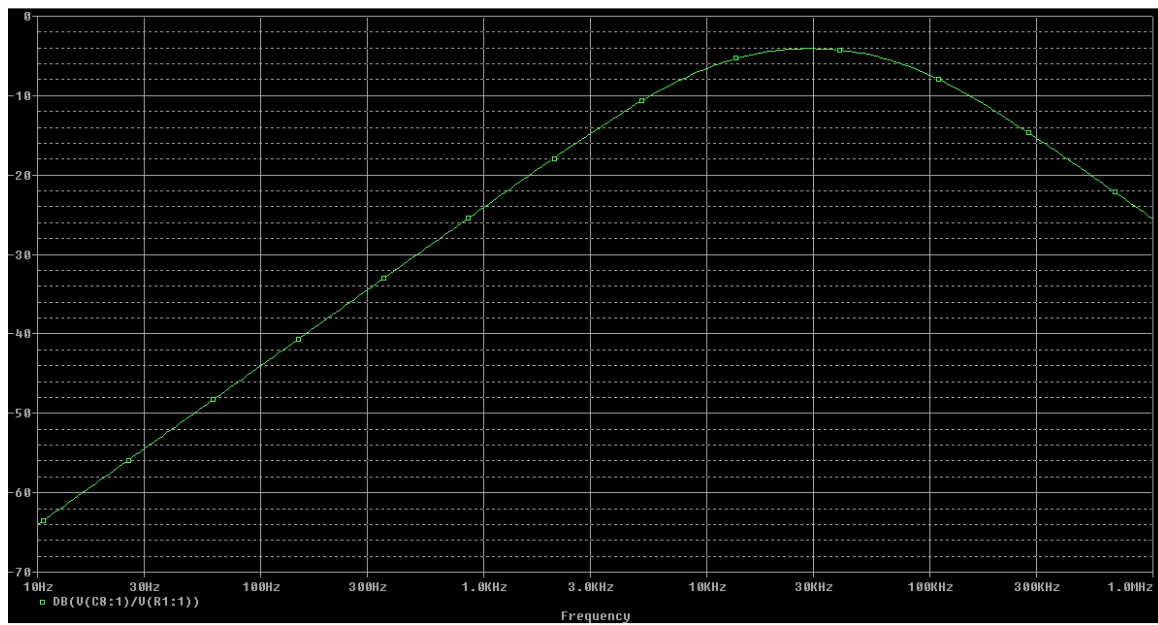


Fig. 23 Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro paso-banda



En este caso por los nuevos valores de los componentes, disponemos de un filtro pasa-banda con un ancho de banda comprendido entre los 16 kHz y los 53 kHz. Otro concepto importante es el de la frecuencia central o  $f_0$ , en este caso esta tendría un valor de 34,5 kHz, a esta frecuencia la ganancia ideal sería unitaria.

Una vez comprendidos los filtros pasivos se pasará a la descripción de los filtros activos que son los que realmente se han utilizado en la etapa analógica del SONAR: los filtros activos están compuestos, además de por elementos pasivos como resistencias y condensadores, por elementos activos tales como los amplificadores operacionales.

Los filtros activos cumplen la misma función que los pasivos pero implementan algunas ventajas respecto a estos: estos filtros no presentan inductancias parásitas, realizan una perfecta adaptación de impedancias, debido principalmente a los amplificadores operacionales usados en su diseño, por el mismo motivo se hace sencillo la creación de filtros complejos colocando otros más sencillos en cascada. De esta manera la función de transferencia final es el producto de las funciones de transferencia de las etapas, por último un filtro activo puede realizar una amplificación de la tensión de la señal a filtrar, recordemos que en el caso de los filtros pasivos solo era posible una atenuación, nunca una amplificación.

#### 4.4 TEORÍA DE BUFFER

Una vez explicado el funcionamiento de los filtros solo nos queda comprender como estos se unen entre si. Si se observa en siguientes capítulos la figura 39 veremos que no se conecta la salida del primer filtro directamente al segundo y que la salida del segundo tampoco pasa directamente a la siguiente etapa, tanto la conexión entre el primer y segundo filtro como la conexión entre el segundo y la etapa digitalizadora se ha realizado mediante lo que se conoce como buffers o circuitos seguidores, a continuación se dará una explicación que servirá de aproximación al funcionamiento de estos elementos.

Este circuito se denomina seguidor de tensión debido a que la tensión de entrada es igual a la tensión de salida, es decir, la tensión de salida “sigue” a la tensión de entrada.

Para la comprensión del circuito seguidor de tensión primero es necesario comprender la aproximación teórica de su elemento único y fundamental, el amplificador operacional, su modelo se muestra en la figura 25:

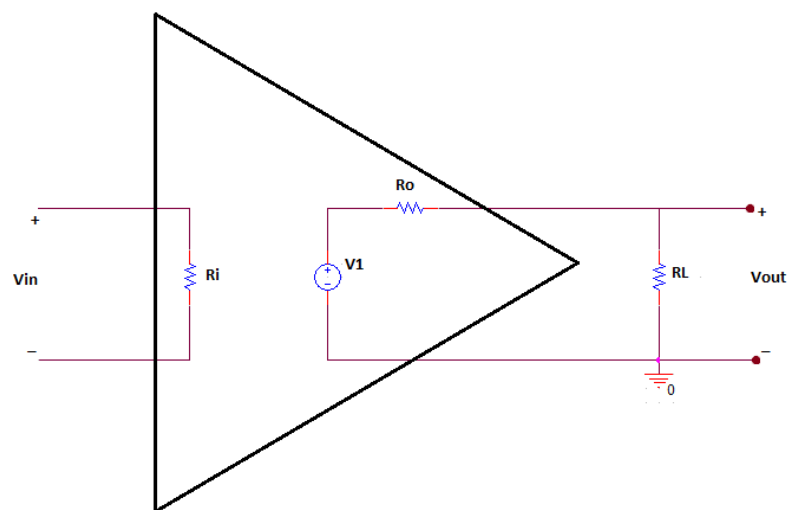


Fig. 24 Esquema interna amplificador operacional

En un amplificador como el mostrado en la figura 25, **R<sub>i</sub>** puede ser considerada como una resistencia infinita y **R<sub>o</sub>** como una resistencia de valor muy próximo a 0.

La topología de un circuito seguidor de tensión es la mostrada en la figura 26:

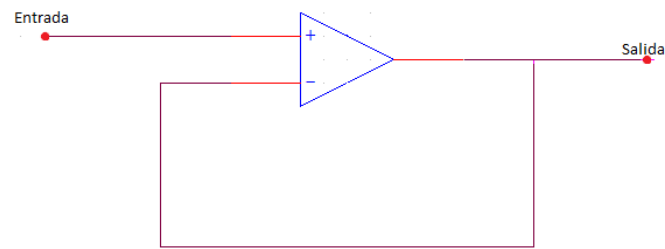


Fig. 25 Esquema buffer

Las características de **R<sub>o</sub>** y **R<sub>i</sub>**, representadas en la figura 25, provocan que el buffer tenga una gran impedancia de entrada y una muy baja impedancia de salida, de esta manera podemos prevenir problemas, debido a la impedancia debido al circuito que sigue al buffer, tales como efectos de carga que provoquen que un comportamiento indeseado. Puesto que la tensión es la misma a la entrada que a la salida el buffer tiene ganancia unitaria.



## 5. ETAPA ANALÓGICA

### 5.1 HIDRÓFONOS

Un hidrófono es un transductor diseñado para trabajar sumergido en agua y convierte una vibración mecánica, un sonido, en variaciones de tensiones medibles e interpretables, permita de esta manera escuchar o capturar sonidos submarinos. Es importante apuntar que este sonido no tiene porque ser audible para el ser humano. Los hidrófonos están contruidos con un transductor piezoeléctrico, estos transductores detectan vibraciones o cambios de presión en el agua. Un transductor piezoeléctrico es un dispositivo que produce una corriente eléctrica cuando se le aplica una fuerza mecánica, esto es debido a que el material piezoeléctrico puede variar su forma de la misma manera que lo hace una red, convirtiendo la energía mecánica almacenada en energía eléctrica. Puesto que el sonido no es más que una forma de onda de presión que físicamente mueve partículas, ya sean de aire, de agua o de cualquier otro elemento dependiendo de donde se propague dicho sonido, este sonido produce una fuerza mecánica que impacta contra el hidrófono.

El principal factor que determina el funcionamiento del hidrófono es la llamada **impedancia acústica**, la impedancia acústica es un parámetro que depende de la frecuencia y matemáticamente se define como:

$$Z = \frac{P}{v * S}$$

Donde **P** denota presión del sonido, **v** denota velocidad de las partículas y **S** es la superficie sensible del hidrófono

Los hidrófonos tienen una gran variedad de aplicaciones y resultan de gran utilidad hoy en día, los hidrófonos se usaron para la detección de vehículos submarinos antes de la invención del sonar. También se usan para a captura de sonidos emitidos por animales submarinos así como aquellos emitidos por, por ejemplo, terremotos submarinos, olas o las erupciones de volcanes sumergidos. Los hidrófonos también se usan para las comunicaciones y el mapeado submarino de terrenos.

Los hidrófonos cuentan con grandes ventajas con las que no cuentan otras tecnologías similares ya que no requieren alimentación eléctrica para convertir energía mecánica en energía eléctrica. A diferencia de otros elementos que también pueden trabajar debajo del agua como las cámaras sumergibles los hidrófonos son mucho más baratos. A pesar de esto los hidrófonos también cuentan con ciertas desventajas solo pueden detectar sonidos y diferencias de presión, lo cual les limita a la hora de distinguir múltiples objetos, fenómenos naturales o ruidos artificiales.

Los hidrófonos usados en el SONAR son de la marca TeledyneReson, para ser más exactos se usan los modelos TC 4013, cuya imagen se muestra a continuación:



Fig. 26 Hidrófono

Una de las características más importantes de este hidrófono es su alta uniformidad en cuanto a su sensibilidad tanto omnidireccional como en los planos horizontales y verticales, esto es tan relevantes porque se necesita tener una respuesta más o menos similar en todos los hidrófonos independientemente de la dirección de la que llegue la onda emitida por el *pinger*. Otra característica en la que se debe poner especial atención es que sensibilidad sea prácticamente constante independientemente de por donde llegue la onda facilita muchísimo el cálculo de la ganancia aplicable a la onda en la etapa analógica, lo que por supuesto luego se traduce en una disminución de los cálculos en el microcontrolador que se encarga de este cálculo.

A continuación se muestra un gráfico que muestra la uniformidad de la sensibilidad independientemente del ángulo de llegada de la señal, en este caso para una señal de 100 kHz:

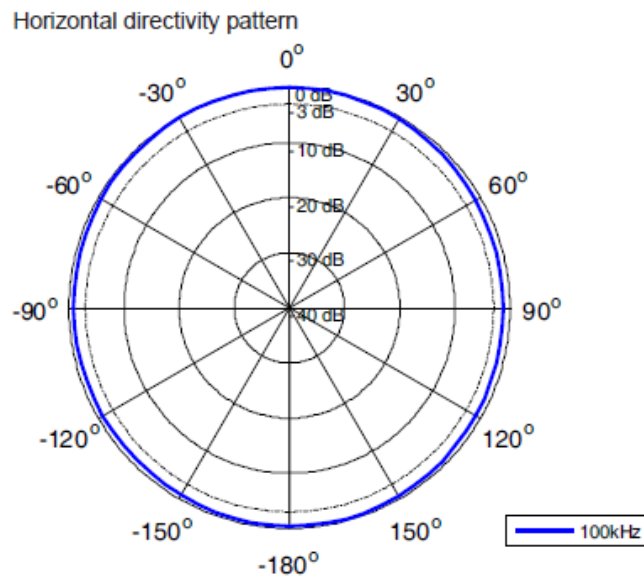


Fig. 27 Patron de respuesta ganancia (dB) /ángulo (°)

El hidrófono es sensible a excitaciones en el rango de 1 Hz hasta 170 KHz, como el *pinger* que se pretende detectar emite entre 20 y 40 KHz nos encontramos dentro del rango de medida del hidrófono. Además tiene una profundidad de trabajo de hasta 700 metros, para la aplicación para la que esta pensada la profundidad nunca será mayor de 5 metros por lo que obviamente también cumplimos este requisito [6].

Se escogieron estos hidrófonos debido a que la empresa Teledyne es patrocinadora de la competición y realiza un descuento al comprar sus productos con el fin de la participación en dicha competición, obviamente distribuyen un producto adecuado a las características y exigencias de dicha competición.

## 5.2 AMPLIFICACIÓN

Esta etapa como ya se ha comentado anteriormente es de gran importancia, debido a la importante atenuación que sufre la onda en su recorrido por el agua necesitamos de un dispositivo que le haga recuperar los valores de tensión que se desean.

Tras sopesar diversos dispositivos la elección recayó en el AD605 debido a que implementaba dos amplificadores, al colocarlos en cascada se podía obtener la ganancia deseada, una de las características que decantaron la balanza por este dispositivo en lugar de por otros como, el ADA4661, es la posibilidad que ofrecía el AD605 de seleccionar el rango de ganancias, lo cual sería muy útil en futuros trabajos sobre el SONAR.

El AD605 es un amplificador programable de doble canal. Su finalidad en la etapa analógica del SONAR es la amplificación de la señal analógica recibida por los hidrófonos. Una de las importantes ventajas de este dispositivo es que su respuesta de amplificación frente a frecuencia es muy lineal con respecto a los decibelios que se desea amplificar una determinada señal.

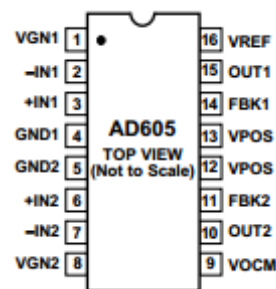


Fig. 28 Figura AD605

Ya es sabido que la fórmula de operación de un amplificador ideal es como sigue:

$$V_{out} = A_d(V_{in}^+ - V_{in}^-)$$



donde  $V_{out}$  es la tensión de salida,  $V_{in}^+$  y  $V_{in}^-$  son las dos tensiones de entrada antes mencionadas y  $A_d$  es la ganancia diferencial. Este circuito simplificado se puede representar como sigue:

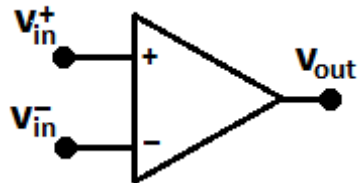


Fig. 29 Esquema básico amplificador operacional

El esquema simplificado de los dos amplificadores conectados en cascada, como es en última instancia el circuito que se muestra, queda como se muestra en la figura 30, esta figura se muestra con el fin de mostrar la conexión en cascada de dos amplificadores:

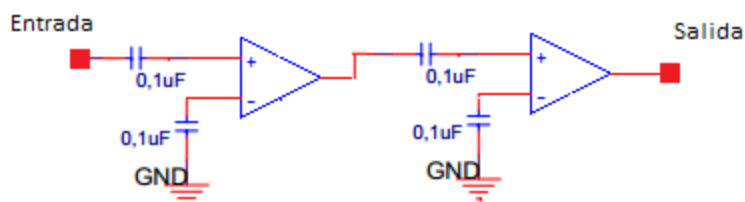


Fig. 30 Esquema de amplificadores en cascada

El AD605 explicado desde el punto de vista más básico implementa dos de estos amplificadores, permitiendo según la conexión de los pines dos modos de operación, del cual solo se procederá a explicar el que ha sido usado en este proyecto ya que es el que nos interesa. Este modo de trabajo es aquel que nos permite obtener con un solo AD605 dos amplificadores en cascada con una ganancia comprendida entre 0 y 48,4 dB cada uno, lo que nos permite alcanzar una ganancia máxima de 96,8 dB, mucho mas que los 50 dB necesarios para el correcto funcionamiento del sonar. Estos valores necesarios se conocieron tras la consulta con diversos participantes del concurso de otros años, debido a la imposibilidad de realizar pruebas así como el excesivo tiempo

que hubiese sido necesario para un estudio de la dinámica de la onda en el medio acuático. A pesar de estos valores pasados los 30 dB o en valores cercanos a los 0 dB por etapa los amplificadores del AD605 sufren pérdida de linealidad en la ganancia como veremos mas adelante.

La ecuación que describe el funcionamiento lineal de cada uno de los dos amplificadores que componen el AD605 es la siguiente:

$$G \text{ (dB)} = (\text{Gain Scaling (dB/V)}) \times (\text{Gain Control (V)}) - (19 \text{ dB} - (14 \text{ dB}))$$

A continuación se describen las principales elementos a tener en cuenta en el diseño de un circuito en el que se utilice el AD605.

La *GainScaling* o Escala de Ganancia nos permite establecer la pendiente de variación de ganancia, se nos dan tres valores típicos: 20 dB/V, 30 dB/V y 40 dB/V, se eligió la escala de 20 dB/V ya que permitía un control mas preciso de la ganancia final del amplificador como se puede apreciar en la siguiente gráfica:

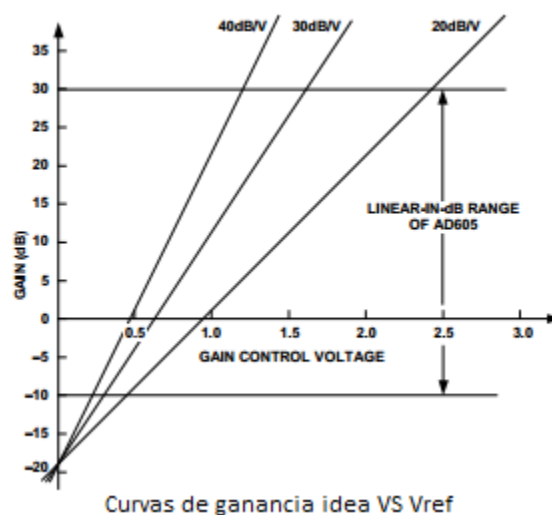


Fig. 31 Diagrama de ganancia para el dispositivo AD605

Estas ganancias se eligen aplicando diferentes tensiones al pin **VREF** del AD605, para el caso de los 20 dB/V debemos aplicar una tensión de 2,5 V. Esta tensión es generada por el circuito integrado MAX5741. Gracias a esto si en futuras modificaciones se debiese modificar la escala de ganancia nos bastaría con cambiar la programación de la placa DISCOVERY para cambiar la tensión generada por el MAX5741 por lo que solo se deberían realizar cambios de software sin modificar en ningún caso el hardware. Con esta escala la tensión necesaria a aplicar en los pines de **VGN** para recorrer todo el rango de ganancias posibles va desde 0,1 V hasta 2,9 V, estos valores corresponden a los valores de ganancias finales de 0 dB y 48,4 dB respectivamente.

**Pin VOCM:** En un amplificador diferencial, como el que ahora nos ocupa, existen 2 entradas. La tensión de salida de modo común es la tensión de salida que se obtendrá cuando la misma tensión se aplique a estas dos entradas, normalmente esta tensión es muy baja, pero para asegurar que sea 0 como es deseable se incluye este pin, que se conecta externamente a tierra mediante un condensador de desacople. De esta manera se asegura que la tensión de salida de modo común sea 0. Anteriormente se ha dado una explicación del funcionamiento del amplificador ideal con su ecuación matemática, pero en el mundo real esta ecuación incluye otro término que influye en la tensión de salida del amplificador, se expresa entonces la ecuación el amplificador de la siguiente forma:

$$V_{out} = A_d(V_{in}^+ - V_{in}^-) + A_c \left( \frac{V_{in}^+ + V_{in}^-}{2} \right)$$

ese último término es la llamada *tensión de modo común* y es la que se pretende eliminar con la conexión antes descrita.

Como podemos apreciar en el esquema de la placa algunos pines se encuentran conectados a condensadores de valores de 0,1  $\mu$ F, estos condensadores desempeñando funciones distintas dependiendo del pin al que estén conectados, se

tratan de condensadores de acople y condensadores de desacople, a continuación procedo a dar una explicación aclaratoria de estos dos conceptos y de como funcionan.

Lo primero a explicar es el concepto de *reactancia capacitiva*, la reactancia capacitiva es la oposición de un capacitor al paso de la corriente sinusoidal; para el caso que nos ocupa esta corriente sinusoidal estará representada por ruido eléctrico que queremos eliminar o por la señal procedente del hidrófono que queremos tratar, la formula matemática de esta reactancia capacitiva es la siguiente:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (\Omega)$$

Siendo  $X_c$  la inductancia capacitiva,  $f$  la frecuencia de la señal y  $C$  el valor del capacitor en Faradios. Con un rápido análisis de la ecuación podemos ver que para un valor fijo del capacitor la reactancia capacitiva será mayor cuanto menor es la frecuencia de la onda o dicho de otro modo, la reactancia capacitiva es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal. A modo de aclaración se incluye la figura 33:

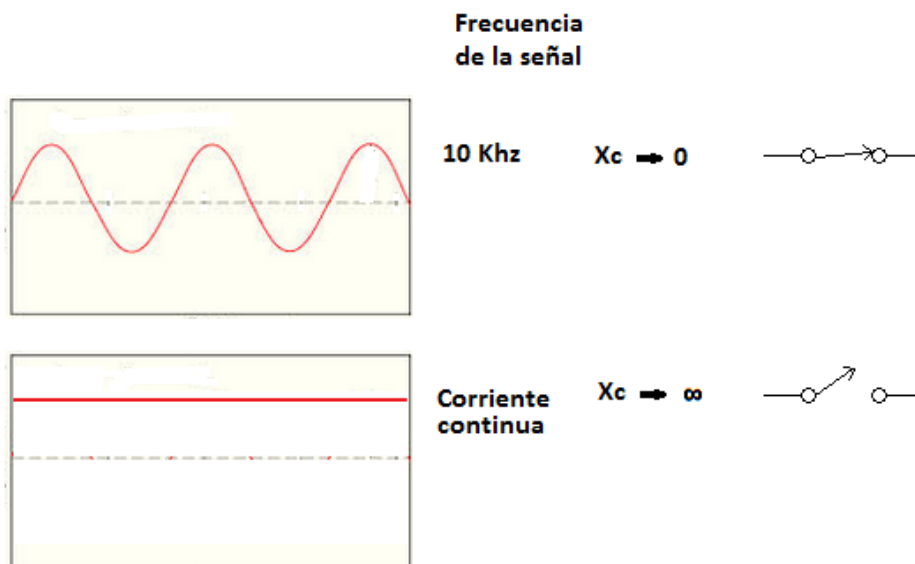


Fig. 32 Relación frecuencia/ impedancia en capacitores

**Condensadores de acople:** Su nombre obedece a que estos capacitores son capaces de acoplar una señal entre dos puntos, puesto que en los circuitos reales se presentan ciertas resistencias parásitas, estas nos podrían llevar a cierta pérdida en la señal de entrada que nos interesa. Para el caso particular que nos ocupa, lo que realmente queremos es permitir el paso de las señales de alta frecuencia bloqueando al mismo tiempo cualquier componente de continua o de ruido de baja frecuencia que se pueda introducir. Es decir, nos interesa una baja reactancia capacitiva para las altas frecuencias y una reactancia muy alta o que tienda a infinito para las componentes de frecuencia baja y continua. El circuito que se presenta podría ser simplificado como sigue:

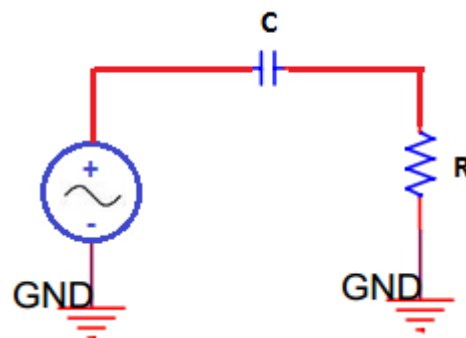


Fig. 33 Esquema explicativo acople-desacople

la fuente representa la señal de interés, el capacitor **C** es el condensador de acople y **R** es la impedancia de entrada, en este caso del pin del AD605, pero este circuito es extrapolable a cualquier conexión entre dos etapas.

En este circuito un valor típico para los condensadores de acoplo de 0,1  $\mu\text{F}$ . Se pueden apreciar condensadores de acoplo en los siguientes casos en el AD605: en el pin 3 que corresponde a **+IN1**, entre el pin 15 y el pin 6 que se corresponden con **OUT1** y **+IN2**, es decir, entre la salida y un amplificador y la entrada de otro, por último aparece otro condensador de acoplo conectado al pin 10 que es el correspondiente a **OUT2**, así como **-IN1** y **-IN2**, como podemos apreciar todos los condensadores de acople aparece



entre la salida de una etapa y la entrada de la siguiente, cumpliendo así la función para la que están destinados,

**Capacitor de desacople:** Son condensadores capaces de crear una tierra física de forma que cuando se analiza su funcionamiento en corriente alterna. En otras palabras, puentea o cortocircuita lo que haya conectado en un extremo del capacitor a tierra para ciertas frecuencias donde nos interese que esto ocurra. Estos condensadores eliminarán ciertas componentes de alterna indeseables.

El condensador de desacople conecta con masa a partir de determinadas frecuencia, lo cual es por ejemplo deseable en conexiones a fuentes de alimentación donde necesitamos una tensión continua y lo mas limpia y libre de ruido eléctrico posible. Estos condensadores además cumplen una segunda función, puesto que todo conductor eléctrico posee una inductancia parásita, esta inductancia produce una caída de tensión en los transitorios que tiene lugar debido al funcionamiento del circuito. Estos transitorios producen picos de corriente que deben ser eliminados, de esto se encargan también los condensadores de desacople.

Para los condensadores de desacople de este circuito también se ha elegido una inductancia típica de  $0,1 \mu\text{F}$ . Se han utilizado condensadores de desacople conectados en paralelo a los siguientes pines del AD605: **VGN1, VGN2, VOCM, VREF** y en **VPOS**, este último también conectado a una fuente de continua 5V.

Por último, en la figura 35 se muestra gráficamente la situación exacta de los condensadores de acople y de desacople:

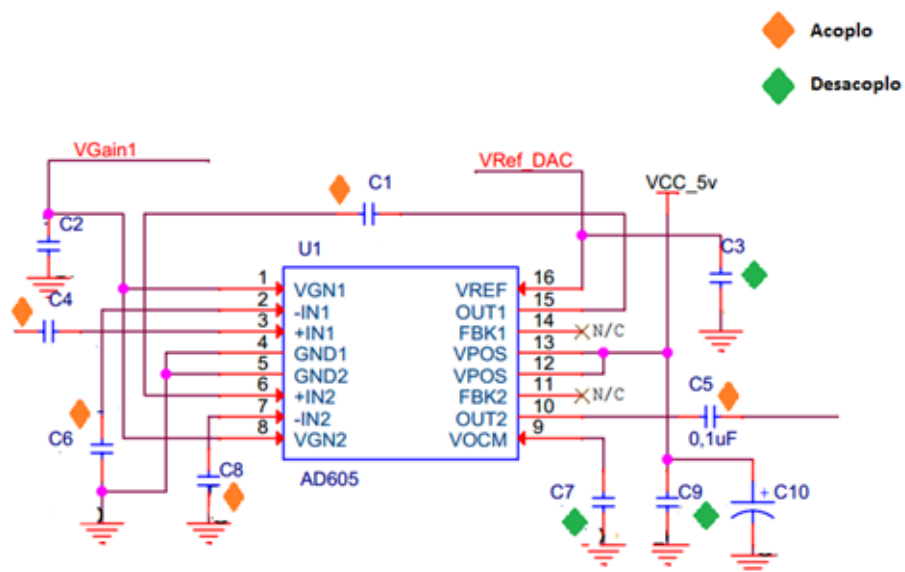


Fig. 34 Distribución de condensadores de acople y desacople

### 5.3 CONTROL DE AMPLIFICACIÓN

#### Funcionamiento del integrado MAX5741

El MAX5741 es un circuito integrado que contiene 4 dispositivos DAC (Digital toAnalogConverter -> Conversor Digital a Analógico).Cada uno de ellos cuenta con una resolución de 10 bits. La salida de tensión de estos DAC es a través de un buffer lo que nos permite la eliminación de problemas de impedancia de carga que se puede tener al conectar las salidas al elemento que deba recibir dicha tensión. Otra ventaja de que el integrado presente esta arquitectura con buffer es que eliminamos la necesidad de situar dicho buffer, por lo que ahorraremos espacio en la placa final. Este integrado además dispone de una interfaz SPI de 3 hilos la cual se explicará más adelante. La comunicación SPI aceptada por el MAX5741 es de un máximo de 20 MHz de reloj[7].

El MAX5741 utilizado presenta 10 pines como se puede apreciar en la siguiente imagen:

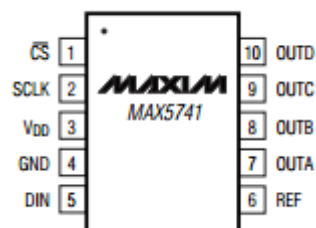


Fig. 35 MAX5741

A continuación se realiza una pequeña explicación del uso de cada pin:

- CS: se trata de la entrada de Chip Select. Se utiliza como parte del protocolo de transferencia de información al circuito, es similar a la entrada E o ENABLE que existe en otros integrados con interfaz digital.
- SCLK: es la entrada de reloj del protocolo SPI.
- VDD: es la entrada positiva de la alimentación del circuito, se conecta a una fuente de 3 V.
- GND: la toma de tierra del MAX.





- DIN: es la entrada de la información binaria del protocolo SPI.
- OUTA, OUTB, OUTC y OUTD son las salidas analógicas de cada uno de los cuatro dispositivos DAC ya mencionados anteriormente.
- REF: se usa para la entrada de voltaje de referencia, es un pin de gran importancia. Debido a que la estabilidad y precisión de la tensión a la salida de los DAC proviene de la estabilidad en la tensión de referencia, muchos DAC tienen su propia referencia interna la cual obtienen de la alimentación; para comprenderlo, es como si en el caso del MAX no existiese la patilla de REF y estuviera internamente conectado al pin VDD. Debido a los procesos de conmutación que tienen lugar en el interior del integrado esta solución puede dar problemas o ser menos precisa que el uso de un pin externo de referencia como es nuestro caso.

Las transmisiones de información a través de la conexión se realiza en paquetes de 16 bits o lo que es lo mismo en envíos de 2 bytes consecutivos. A continuación se explicará la configuración y estructura de dichos paquetes de información:

ESTRUCTURA DE UN MENSAJE AL MAX5741															
C3	C2	C1	C0	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	S1	S0

**C3-C0:** son los bits de control. Permiten trabajar con diferentes opciones del integrado. Mediante ellos podemos elegir el significado del dato recibido, permitiéndonos elegir entre que este dato sea directamente almacenado y cargado (con lo que provocará el cambio deseado en la tensión de salida) o que permanezca en el registro de entrada sin llegar a ser procesado de manera que el cambio en la tensión de salida se produzca más tarde mediante otro comando. También mediante estos bits podremos seleccionar si el valor de tensión a reproducir afecta a todos los DAC de manera simultánea o individual. Además se usan para indicar paquetes con funciones



especiales como la orden de **WAKE UP** ó activación y para elegir la resistencia de salida del DAC.

**D9-D0:** estos bits nos permiten elegir el valor de tensión que el DAC debe convertir. Puesto que el MAX5741 nos proporciona una resolución de 10 bits, y que lo utilizamos en modo de operación unipolar tenemos un rango de 1024 valores equidistantes entre 0 y 3 V. Es importante apuntar que hacemos uso del modo unipolar ya que en el modo bipolar los 10 bits se dividen entre las dos polaridades quedando una resolución de 5 bits para valores positivos y otros 5 para valores negativos, por tanto la mínima variación de tensión que podemos reproducir con nuestro dispositivo es la siguiente:

$$\text{Posibles valores} = 2^{10 \text{ bits}} = 1024$$

$$\text{Mínima variación} = \frac{3 \text{ V}}{1024} = 2,93 \text{ mV}$$

Por tanto 2,93 mV será la mínima variación reproducible más que suficiente para las necesidades del circuito que nos ocupa, siendo **0000000000** el valor necesario para obtener una salida de 0 V y **1111111111** el valor necesario para una salida de 3V. Estos 3V son debidos a que nuestra entrada de REF está conectada a una fuente de 3V pero se operaría igual sustituyendo este valor por el de REF si éste cambiase. A modo de formula general e ilustrativo adjunto una serie de casos así como el valor de salida de los DACs:

DAC CONTENTS	ANALOG OUTPUT
1111 1111 1100	$V_{REF} \left( \frac{1023}{1024} \right)$
1000 0000 0100	$V_{REF} \left( \frac{513}{1024} \right)$
1000 0000 0000	$\frac{V_{REF}}{2}$
0111 1111 1100	$V_{REF} \left( \frac{511}{1024} \right)$
0000 0000 0100	$V_{REF} \left( \frac{1}{1024} \right)$
0000 0000 0000	0

Fig. 36 Tabla explicativa de mensaje para salidas analógicas

**S1-S0:** son los bits para selección de DAC correspondiéndose de la manera mostrada en la siguiente tabla:

S1	S0	DAC
0	0	A
0	1	B
1	0	C
1	1	D

A continuación se muestra un diagrama que detalla la temporización necesaria para pasar un dato al MAX5741; tener este diagrama en cuenta es necesario si se quiere que la comunicación se lleve a cabo de manera exitosa.

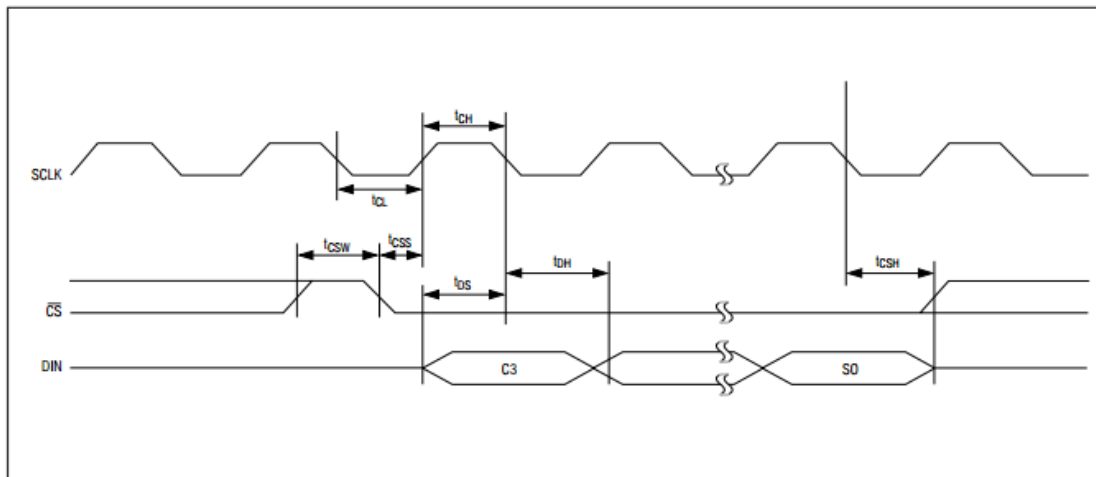


Fig. 37 Distribución de tiempos en la comunicación SPI con el dispositivo MAX

Uno de los detalles a tener en cuenta es que cualquier comando que se le quiera hacer llegar al integrado deberá estar precedido por un flanco de bajada en el pin **CS**, si no dicho comando será ignorado; tras este flanco como podemos ver en la línea de eventos **DIN** se enviarán en serie los 16 bits.

Los requisitos principales para el DAC eran que tuviese una precisión adecuada en este caso se consideró 10 bits como suficiente y que fuese programable mediante SPI ya que este protocolo también sería implementado en la comunicación Raspberry-Discovery y se optimizaría tiempo, de otra manera se debería haber aprendido a controlar un protocolo distinto. Esto reducía bastante el abanico de dispositivos DACs quedando solo algunos de los fabricantes MAXIM, Analog Devices y Texas Instrument. Se descartó el DAC3151 de Texas Instrument debido a su elevado precio, es cierto que su velocidad es muy alta pero resultaba un gasto innecesario puesto que no se necesitan los 500 MSPS que nos proporcionaba. Otro de los motivos que llevo a elegir el MAX5741 es su bajo consumo, puede trabajar con una corriente de 1  $\mu$ A.

## 5.4 FILTRADO

A continuación nos centraremos en la explicación del funcionamiento y descripción de los filtros usados en el SONAR, a grandes rasgos se puede decir que se han usado una conexión en cascada de dos filtros activos pasa-banda, la salida de cada uno de estos filtros estaba a su vez conectada a un circuito buffer, el diagrama general es el mostrado en la figura 39:

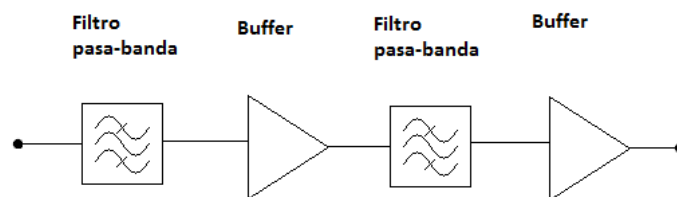


Fig. 38 Esquema de filtrado usado en el SONAR

Antes de continuar con la explicación introduciré algunos conceptos que serán útiles a la hora de la comprensión de los filtros pasa-banda con los que estamos tratando:

- Frecuencia central ó  $f_0$  : es la frecuencia situada en el centro del rango de frecuencias que el filtro no atenúa. Típicamente se corresponde con el pico de la curva de respuesta en frecuencia.
- Ancho de banda o **BW** (Bandwidth):  $BW = f_s - f_i$ , definido por la frecuencia superior e inferior,  $f_s$  y  $f_i$ , son aquellas en las que la atenuación es de 0,707 o 3 dB a ambos lados de la mitad de la banda
- Factor de calidad o factor **Q**,  $Q = f_0 / BW$ : nos permite saber como de amplio es el ancho de banda, un valor bajo de **Q** significará un gran ancho de banda y viceversa.
- Ganancia de media banda, **H**: es la ganancia de voltaje para  $f_0$ .

Los filtros pasa-banda diseñados son de 2 polos, reciben el nombre de *filtros pasa-banda de realimentación múltiple* o *MFB*, estos tipos de filtros cuentan con varias ventajas, la primera de ellas es que no necesitamos inductores, los cuales son caros y voluminosos, la segunda es que solo necesitamos un amplificador, a pesar de esto

dichos filtros presentan ciertas desventajas tales como que al ajustar su frecuencia central  $f_0$  provocamos un cambio también en su factor de calidad o factor  $Q$ .

El esquema de los filtros paso-banda MFB tiene la siguiente forma:

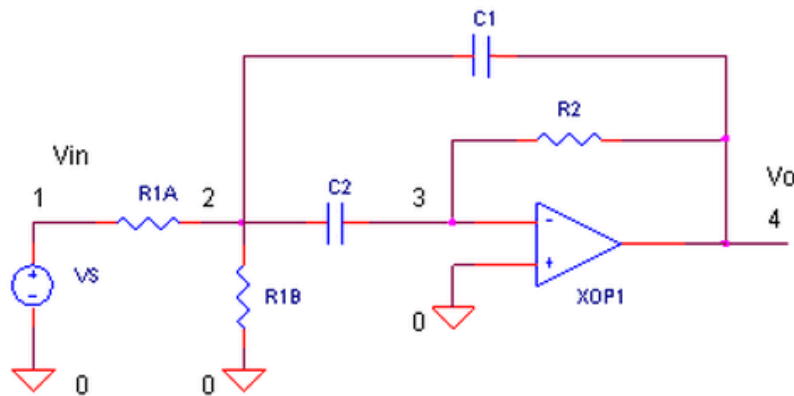


Fig. 39 Filtro Multifeedback

Antes de continuar sería conveniente analizar la estructura del filtro pasa-banda, como ya se ha dicho estos filtros están formados por un filtro pasa-alto y uno pasa-bajo, puesto que se trata de filtros activos, estaremos hablando de un circuito derivador y uno integrador, paso a realizar el análisis de ambos:

Circuito derivador (paso-alto):  $R_2$  y  $C_2$  forman este circuito, su topología es la siguiente:

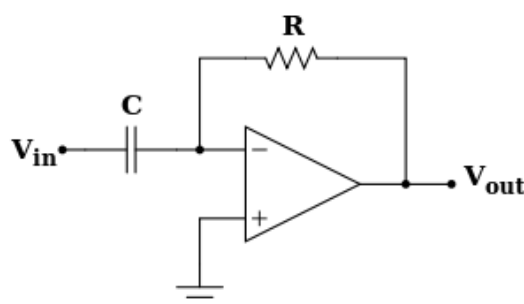


Fig. 40 Circuito derivador

El funcionamiento de este circuito se basa en la siguiente relación entre tensión y corriente en el condensador:

$$I = C \frac{dV}{dt}$$

Siendo **I** la corriente que circula a través del condensador en Amperios, **C** su valor en Faradios y el término  $\frac{dV}{dt}$  la variación de tensión en una determinada variación de tiempo. Esta corriente de salida del condensador se conecta entonces a un resistor, el cual cumple la siguiente relación:

$$I = \frac{V}{R}$$

donde **R** es el valor de la resistencia en ohmios. Es importante puntualizar que el amplificador operacional tiene una resistencia de entrada que puede ser considerada infinita, por lo que todo el flujo de corriente irá a través de **R**.

Si  $V_{out}$  es el voltaje a través de la resistencia y  $V_{in}$ , podemos reordenar las ecuaciones antes expuestas y expresarlas como:

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$

de esta ecuación podemos obtener las siguientes ecuaciones:

- La salida es proporcional a la derivada temporal de la entrada, por lo que el amplificador operacional actúa como un derivador.
- El signo menos indica que existe un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y la salida.
- La ecuación anterior funciona para cualquier frecuencia.

Circuito integrador (paso-bajo): **C1**, **R1A** y **R1B** forman un circuito integrador, su esquema es el siguiente:

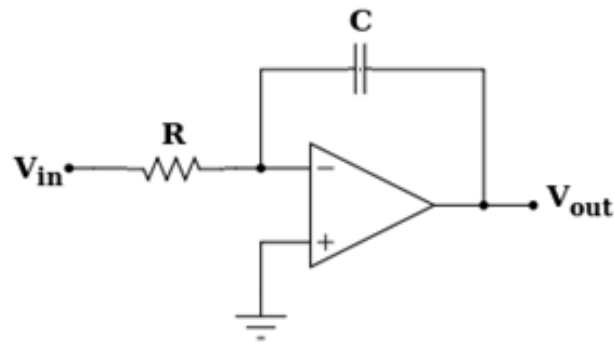


Fig. 41 Circuito integrador

En el integrador cualquier corriente  $I$  que circule por  $R$ , será integrada a través del condensador  $C$ , la tensión de salida  $V_{out}$  es la tensión en el condensador, la formula de la tensión de salida es:

$$V_{out} = -\frac{1}{C} \int_0^T \frac{V_{in}}{R} dt$$

- La salida es proporcional a la integral temporal de la entrada, por lo que el amplificador operacional actúa como un integrador.
- El signo menos indica que existe un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y la salida.
- La ecuación anterior funciona para cualquier frecuencia.

En nuestro circuito además de la topología antes mostrada se ha añadido una resistencia denominada como **R1B**, esta resistencia eleva la impedancia de entrada permitiendo una ganancia controlada de la ganancia de paso.

Una vez aclarada la composición del filtro pasa-banda de realimentación múltiple se procederá a dar sus ecuaciones de diseño, lo cual nos permitirá elegir los valores de las resistencias y capacitores para filtrar las frecuencias que precisemos, es importante notar que **C1 = C2 = C**:

- En este filtro el ancho de banda solo depende de **R2 \* C**, se define como:

$$BW = \frac{1}{\pi * R2 * C}$$

como se deduce de la formula, el ancho de banda es independiente de **R1A** y **R1B**, el ancho depende solo de una buena selección de **R3** y de los capacitores,



el valor de la tolerancia de estos elementos en ningún caso debe ser mayor del 5%.

- El cálculo de la frecuencia superior e inferior se obtiene a través de la siguiente ecuación cuadrática:

$$f_{s,i} = \frac{\pm BW + \sqrt{BW^2 + 4f_0^2}}{2}$$

- Los valores de **R1A**, **R1B** y **R2** están condicionados por la frecuencia central **f<sub>0</sub>**, la ganancia deseada **A**, el factor de calidad **Q** y el valor de la capacitancia de los condensadores **C**.

$$R1A = \frac{Q}{\omega_0 * A * C}$$

$$R1B = \frac{Q}{\omega_0 * C * (2 * Q^2 - A)} \quad \text{donde } 2 * Q^2 > A$$

$$R2 = \frac{2 * Q}{\omega_0 * C} \quad \text{donde } A = \frac{R2}{2 * R1A}$$

si quisiéramos calcular la ganancia en dB la expresión quedaría:

$$A(dB) = 20 \log_{10} \frac{R2}{2 * R1A}$$

Con estas ecuaciones nuestros filtros quedarían perfectamente caracterizados.

Solo falta apuntar el uso de un tensión **V<sub>bias</sub>**, en la patilla no inversora del filtro del SONAR, esto añade una tensión de offset permitiendo de esta manera que la señal este comprendida entre 0 y 3 V de manera que tengamos una forma de onda válida para su posterior digitalización, puesto que los ADCs utilizados no aceptan tensiones bipolares.

Ya solo resta caracterizar los filtros usados con los valores reales de los componentes, los esquemas de estos dos filtros son los mostrados en las figuras 43 y 46:

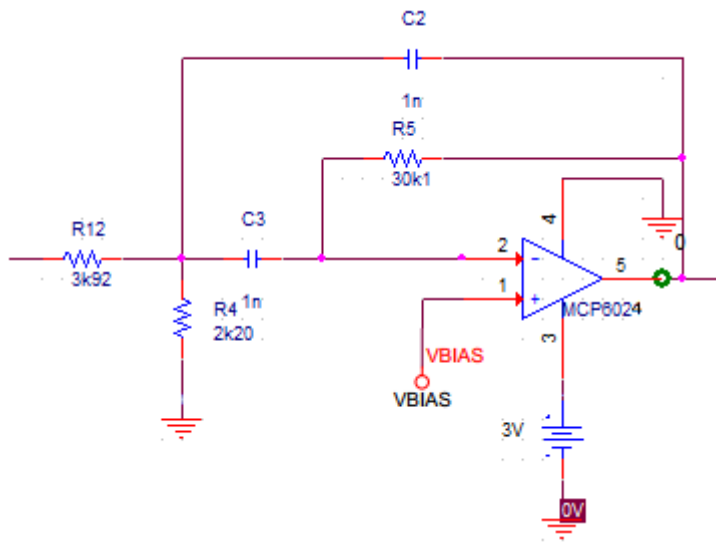


Fig. 42 Diagrama de la primera etapa del filtro final

Las principales características del circuito de la figura 43 son:

- Ganancia  $A = 3,83$  , expresado en dB tendremos: 11, 68 dB.
- Ancho de banda  $BW = 10,575$  KHz.
- Factor de calidad  $Q = 2,31$ .
- Frecuencia central  $f_0 = 24,437$  KHz.

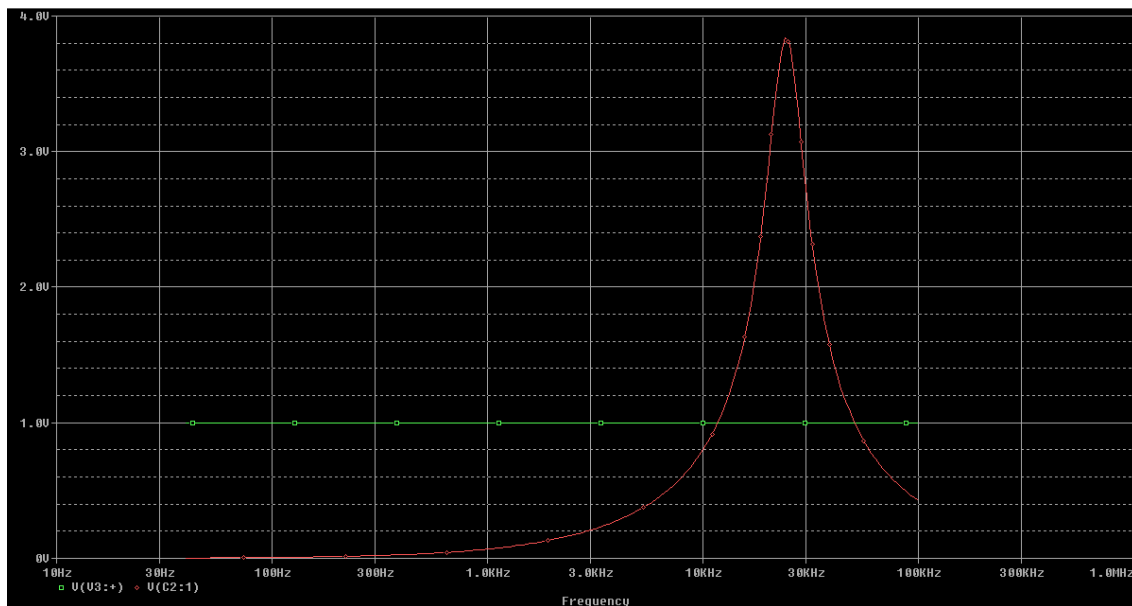


Fig. 43 Diagrama ganancia(V)/frecuencia para la primera etapa del filtro final

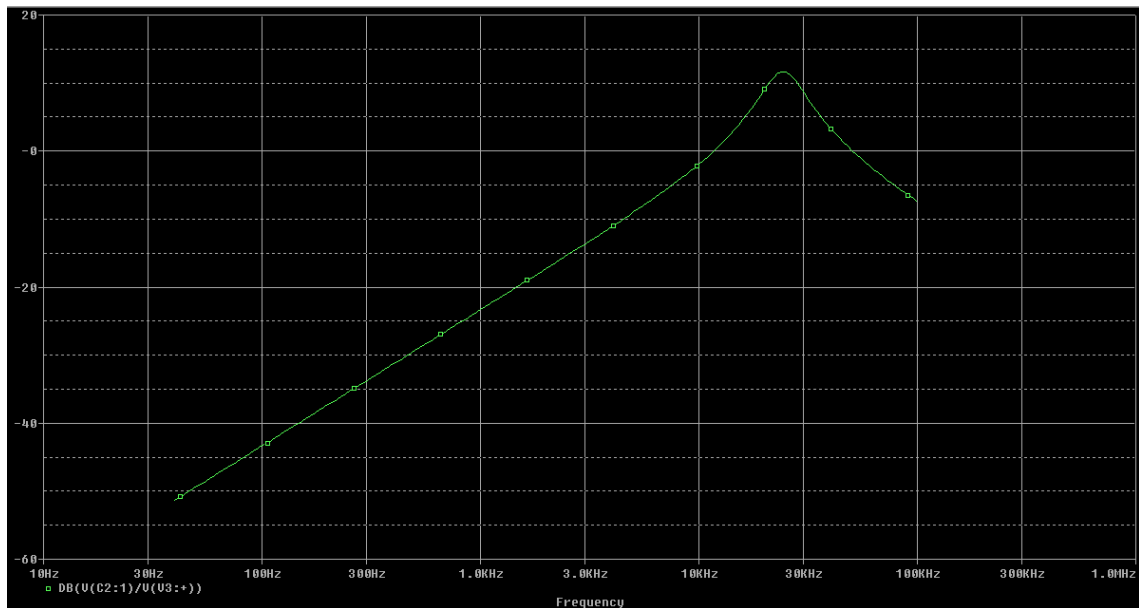


Fig. 44 Diagrama ganancia(dB)/frecuencia para la primera etapa del filtro final

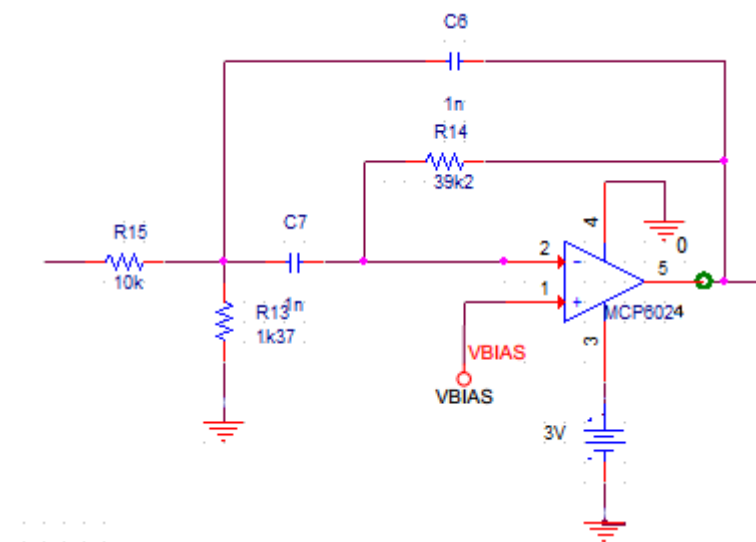


Fig. 45 Segunda etapa del filtro final

Las principales características del circuito de la figura 46 son:

- Ganancia  $A = 1,96$ , expresado en dB tendremos: 5,84 dB.
- Ancho de banda  $BW = 8,125$  KHz.
- Factor de calidad  $Q = 2,85$ .
- Frecuencia central  $f_0 = 23,157$  KHz.

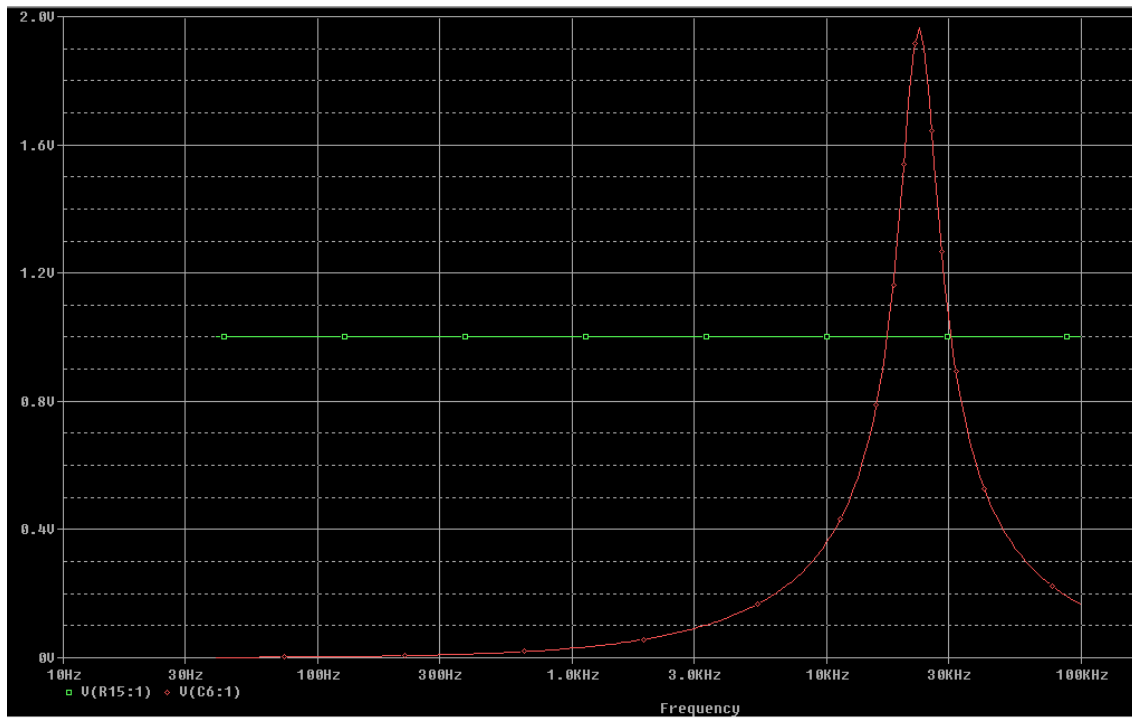


Fig. 46 Diagrama ganancia (V)/frecuencia para la segunda etapa del filtro final

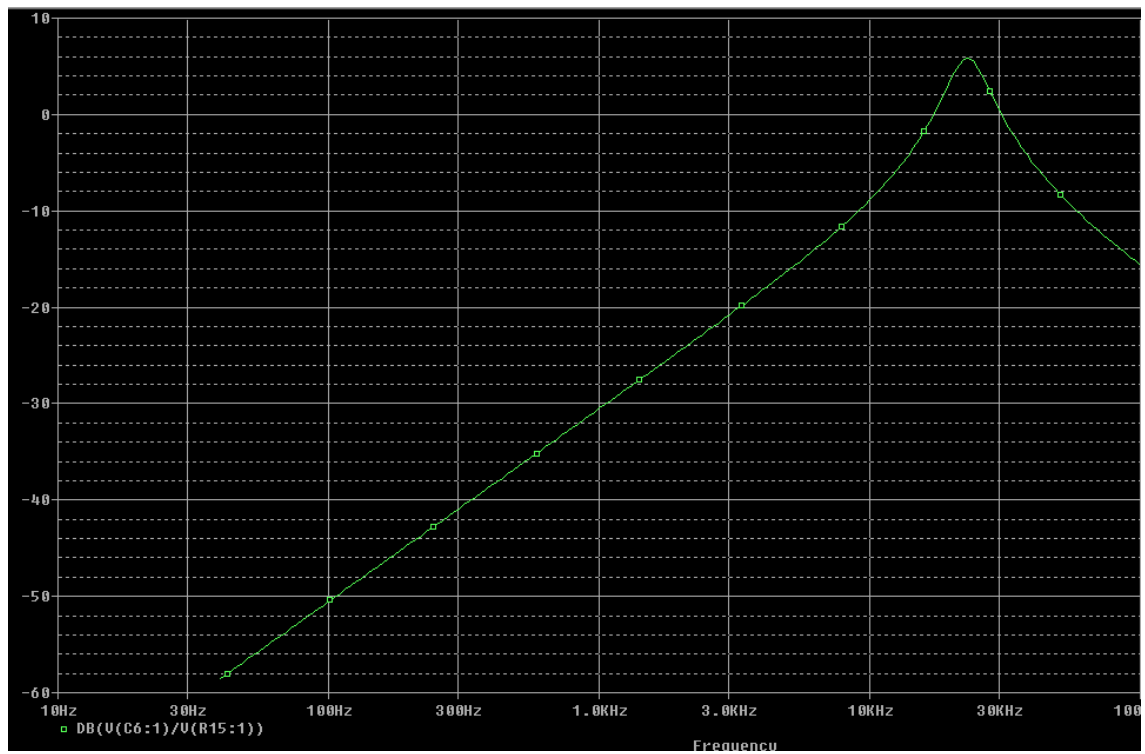


Fig. 47 Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para la segunda etapa del filtro final

Por último mostraré las graficas de ambos filtros colocados en cascada:

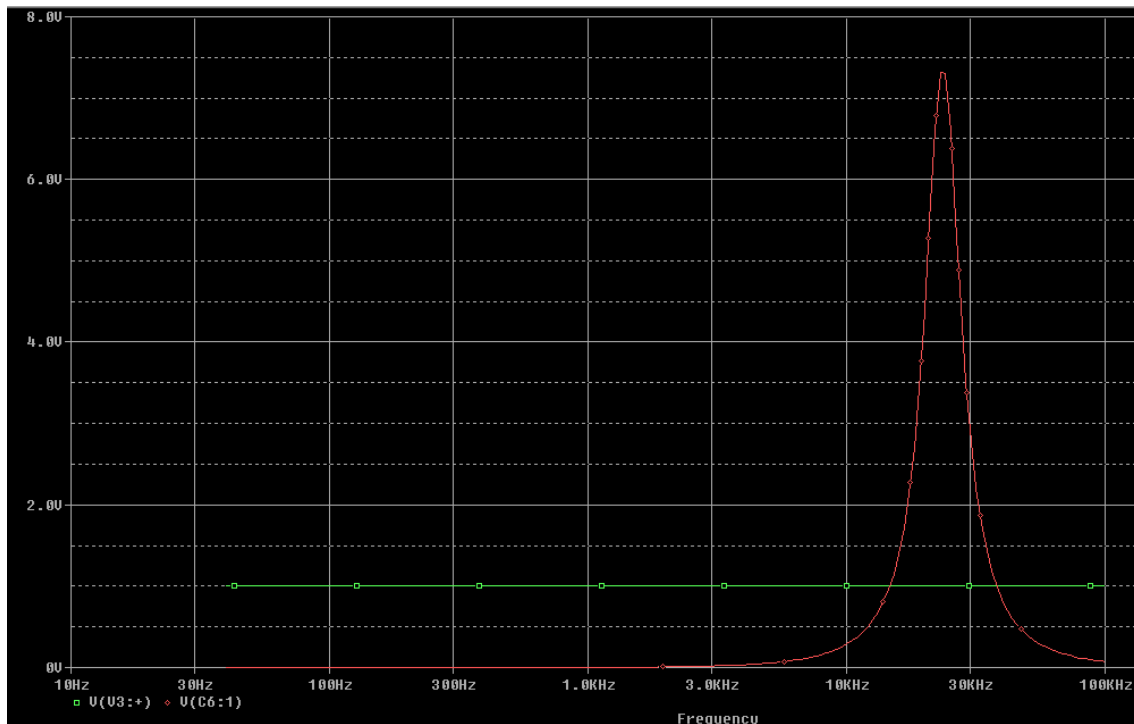


Fig. 48 Diagrama ganancia (V)/frecuencia para el filtro final

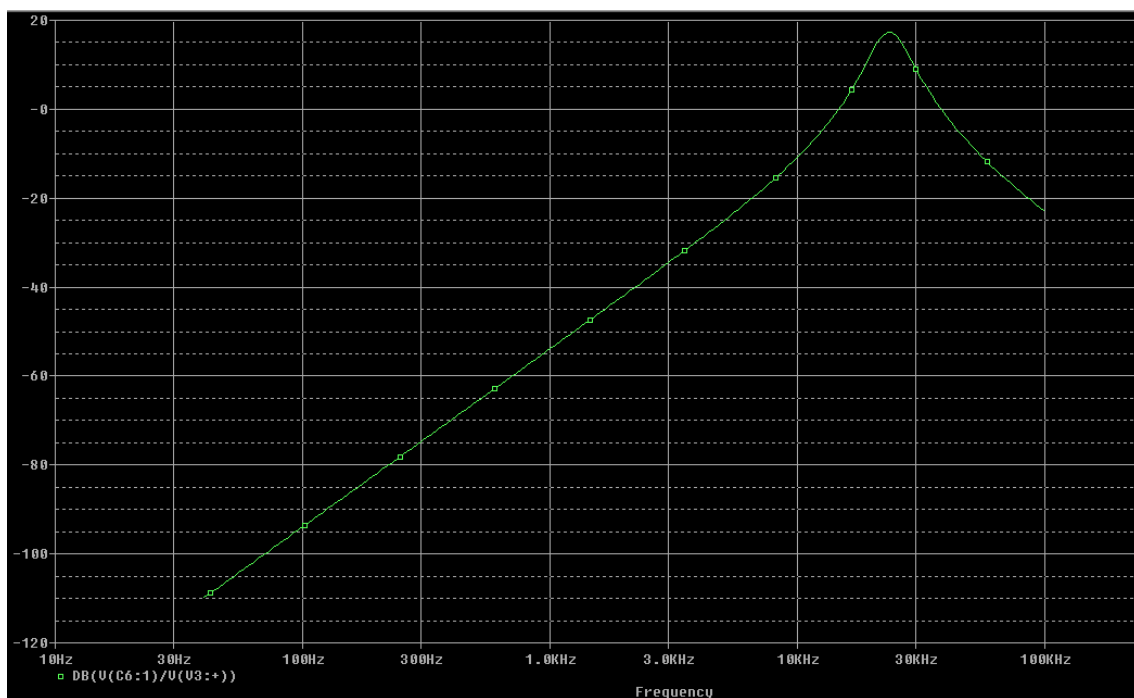


Fig. 49 Diagrama ganancia (dB)/frecuencia para el filtro final

No se consideró necesario un filtro antialiasing puesto que ya se habían aplicado dos filtros paso-banda a la entrada de los conversores.

## 6. ADQUISICIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS Y CONVERSIÓN

Una parte fundamental en el funcionamiento de sonar es la captura de la señal analógica proveniente de los cuatro hidrófonos, su conversión en datos digitales para su posterior procesamiento. Esta tarea es llevada a cabo por los cuatro ADCs que contiene el microcontrolador STM32F3.

Hay tres factores determinantes en cuanto a la adquisición de señales digitales a través de dispositivos ADC: el primero de estos factores es el *sampling rate* o tasa de muestreo. Esta determina la cantidad de muestras que podremos adquirir por segundo. Para nuestra aplicación la tasa de muestreo es una característica importante ya que en buena parte la precisión para la determinación del punto en el que se sitúa el *pinger* esta determinada por la calidad de la forma de onda recogida. A mayor tasa de muestreo tanto mayor será la calidad de la onda capturada y mas se aproximara a la forma de onda real. Otro aspecto importante de los ADC es la resolución que ofrecen. Los ADCs usados en este sonar disponen de una resolución máxima de 12 bits y una mínima de 8. El tercer factor y quizá mas determinante de los tres para la precisión del sonar es la sincronización de los ADC. No es tanto una característica en si del dispositivo conversor si no mas bien de la arquitectura el microcontrolador. Es un factor de suma importancia como ya se ha mencionado debido a que para el calculo de la posición del *pinger* nos basamos directamente en el retardo en la llegada de la onda a cada hidrófono, de aquí que sea tan importante una buena sincronización de todos los hidrófonos que nos permita determinar de manera inequívoca y fiable a que instante de tiempo pertenece cada muestra tomada en cada uno de los cuatro hidrófonos.

Para conseguir una confiabilidad máxima en la sincronización de la toma de muestras de los ADCs se optó por usar un trigger por hardware y para evitar el cableado que una señal externa podría conllevar se usó para realizar este trigger el evento de actualización o "*update event*" de un timer interno del microcontrolador. Ante la pregunta de porque no se utilizó un trigger software o simplemente se estableció un modo de muestreo continuo la respuesta es la escasa fiabilidad del microcontrolador a la hora de llevar a cabo tareas deterministas una vez implementado en un programa relativamente complejo y con unas cuantas tareas realizándose a la vez tales como

muestreo, comunicación SPI y ciertos cálculos. Por todo esto y tras llevar a cabo algunas pruebas empíricas se determinó que el método mas fiable era el trigger por hardware, de esta manera dicha tarea quedaba casi completamente desligada de la intervención del microprocesador, encargándose este solo de actuar como fuente de los *timer* y del transporte de los datos capturados a sus correspondientes posiciones de memoria .

Se configuraron los cuatro ADCs en modo independiente, de otra manera estos ADC se establecen como maestros y esclavos 2 a 2 siendo el 1 maestro del 2 y el 3 maestro del 4, pero esto no interesaba para esta aplicación, el acceso a memoria no se hizo a través de DMA ya que no era necesaria tanta velocidad en la transferencia a memoria. Además se estableció que no hubiese retardos entre muestras. En cuanto al modo de conversión puesto que como ya se ha comentado una de las cosas mas importantes era la simultaneidad en la toma de muestras se habilitó el modo de conversión única en lugar de la conversión continua. La diferencia entre ambos modos es que el continuo realiza una conversión tan pronto como acaba la anterior, pero debido a la dificultad para controlar las interrupciones del microprocesador sin hacer uso de un sistema operativo en tiempo real o determinista se optó por la opción de conversión única de esta manera realizamos una conversión y una vez finalizada esta no se realizará la siguiente hasta que no tenga lugar un nuevo disparo o evento de trigger, también establecí una resolución de 12 bits, teniendo en cuenta que la máxima amplitud de onda que acepta la placa Discovery es de 3 Vpp:

$$R = \frac{3 V_{pp}}{2^{12}} = \frac{3 V_{pp}}{4096} = 732,4 \mu V$$

Por tanto tendremos una resolución de 732,4  $\mu V$ , lo cual es suficiente para el correcto funcionamiento del sonar. Se ha hecho uso de los canales de conversión regulares y no de los inyectados, esto es debido a que no se realizan conversiones encadenadas de distintos canales de un mismo ADC si no que se usa un canal de cada ADC, este canal se asocia a la salida de cada hidrófono y se realizan tantas conversiones como sean

necesarias, pero siempre con el mismo canal. Se estableció un tiempo de conversión de 7,5 ciclos para los cuatro canales[8]. Una vez configurados todos estos aspectos se configuro el disparo por evento hardware y se asociaron todos los canales al mismo evento de manera que, como ya se ha explicado anteriormente, se consiguiera la simultaneidad deseada en cada captura.

## 6.1 TRIGGER

Para el trigger se usó un evento de actualización de un timer, un timer no es mas que un contador que incrementa la cuenta con cada pulso de reloj que le llega, en nuestro caso se seleccionó el timer 1 cuyo evento de actualización podía ser mapeado como trigger para los cuatro ADC's, se estableció una cuenta en el timer de 150 pulsos, puesto que este timer se alimenta del APB2 y a su vez este del coreclock, establecido a 72 MHz, tenemos cuatro muestras, una de cada ADC, cada 2,083  $\mu s$ , o lo que es lo mismo, muestreamos con una frecuencia de 480000 Hz, a continuación se muestran las cuentas que nos permiten llegar a esta conclusión.

$$Frecuencia\ de\ muestreo = \frac{Core\ Clock}{Perido\ del\ timer} = \frac{72\ Mhz}{150} = 480000\ Hz$$

## 6.2 PROCESO DE CALIBRACIÓN DE LOS ADCs

Otra parte a tener en cuenta es el proceso de calibración de los ADC's, la placa Discovery trabaja rodeada de otros muchos circuitos, así como rodeada de cables que transportan la alimentación de todos los elementos electrónicos del submarino, por esto se debe tener muy en cuenta el ruido eléctrico que puede existir para poder llevar a cabo una medida lo mas precisa y fiable posible.

Cada ADC esta provisto de un procedimiento automático de calibración, el cual lleva a cabo toda la secuencia, durante el procedimiento de calibración el ADC calcula un factor de corrección de una precisión de 7 bits y este se aplica internamente al ADC hasta el siguiente apagado, una vez comenzado el procedimiento de calibración y mientras este dure el ADC no estará operativo, esto se debe tener en cuenta en la



programación del software dándole al ADC el tiempo que precise, ya que de otra manera podríamos obtener medidas incorrectas o un fallo en el software.

### 6.3 RELOJ DEL ADC

El reloj de cada ADC se configuró para que se derivara del reloj AHB (Advance High-performance bus o bus de alto rendimiento). Al no utilizar el ADC\_CK que sería el reloj propio del ADC es cierto que perdemos velocidad pero a cambio de aumentar la confiabilidad en la precisión del disparo del ADC debido al bypass en la resincronización y puesto que la tasa de muestreo antes calculada es suficiente y esta determinada por un timer externo al ADC la solución propuesta es realmente óptima. Es importante recalcar que cada ADC trabaja de manera independiente y se alimentan todos del mismo reloj no usándose en ningún momento estructuras maestro-esclavo ni sirviendo el reloj de un ADC como fuente de otro.

### 6.4 DISTRIBUCIÓN DE TIEMPOS Y CICLOS DEL ADC

A continuación se incluyen un par de ilustraciones que ayudarán a comprender el momento de toma de muestras y su distribución en el tiempo.

La figura 51 muestra como funciona la toma de muestras en el ADC, para que esta pueda comenzar debemos establecer a nivel alto el registro **ADCSTART**. Si el canal se muestra preparado para tomar la medida esta comenzará una vez se produzca un flanco ascendente del trigger. Una vez se complete el muestreo el registro **EOC** o *EndOf Conversion* tomara un valor de "1", el resto del tiempo hasta que el canal vuelve estar preparado para tomar una medida es el correspondiente al tratamiento del dato y su posterior envío a memoria.

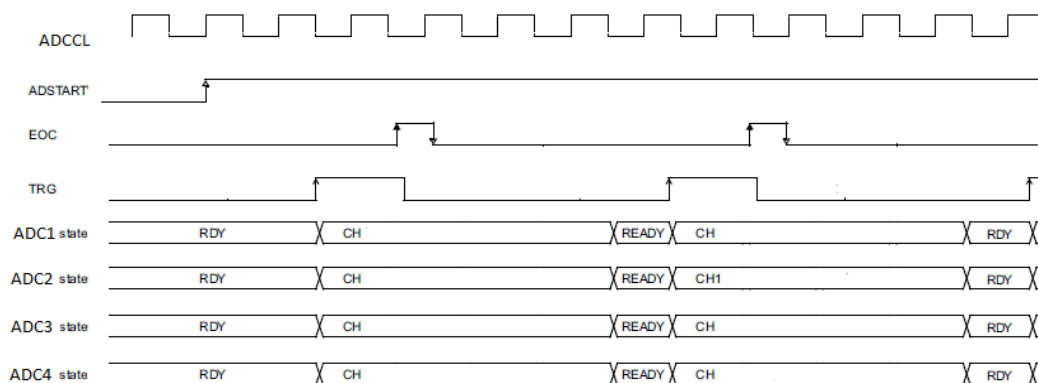


Fig. 50 Distribución de tiempos en el proceso de digitalización

En la figura 52 se ilustra el proceso de toma de muestras, como se aprecia un mismo *trigger* externo dispara una conversión simultanea en los cuatro ADCs, una vez se tiene el valor capturado se realiza el traspaso a memoria del correspondiente registro de cada ADC uno a uno.

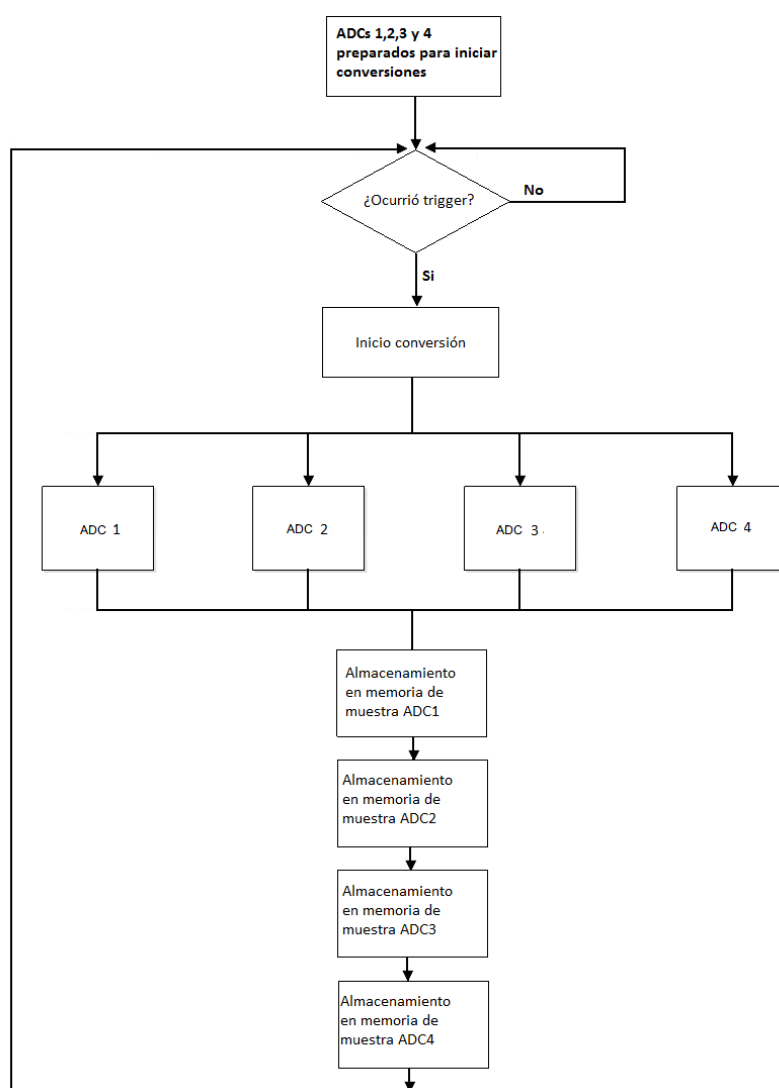


Fig. 51 Proceso de digitalización de datos



## 7. SPI DISCOVERY

A continuación se lleva a cabo la descripción de los dos procesos de la placa Discovery en los que interviene el protocolo SPI. Como se verá ambos procesos tienen fines muy distintos, mientras que uno busca la programación de un integrado y solo transmite un par de bytes la otra transmite cantidades masivas de información entre la placa Discovery y la Raspberry Pi

### 7.1 SPI 1 Line Transmitter

Usado para la comunicación con los MAX5741. Se utiliza el SPI\_2 de la placa Discovery. Para la configuración de dicho SPI debemos realizar la siguiente configuración: Habilitamos el reloj correspondiente a este SPI es decir el *RCC\_APB1Periph\_SPI2*, a continuación le indicaremos a la Discovery que debe mapear los pines *PD15*, *PF9*, *PB14* y *PB15* para su uso en modo de *Alternatefunction*. En este caso dicha función alternativa será la del SPI. Configuraremos los pines *PE14* y *PE15* como salida, estos dos pines los usaremos a modo de *Chip Select* 0 y 1. Más adelante se detalla el uso de estos pines. Se debe también realizar la configuración de los pines anteriormente mapeados quedando la siguiente configuración:

<i>PD15</i>	<i>NSS pin</i>	<i>PB14</i>	<i>MISO pin</i>	<i>PB14</i>	<i>CS1 (U10) pin</i>
<i>PF9</i>	<i>SCK pin</i>	<i>PB15</i>	<i>MOSI pin</i>	<i>PB15</i>	<i>CS0(U9) pin</i>

La comunicación SPI con los MAX5741 está configurada con los siguientes parámetros:

Comunicación de una línea de transmisión, siendo el maestro la Discovery, envío de 16 bits, polaridad *Low* y en fase con el flanco ascendente, control NSS por software, un preescalador de *Baudrate* de 4, lo que nos permite una comunicación de 1 MHz, transmisión en primer lugar del bit más significativo.

Para comenzar a trabajar con los MAX5741 debemos enviarles un valor de *Wake up* que corresponde al valor **0xF010**.

A continuación se muestra a modo de ejemplo la rutina que envía datos a los MAX5741:

```
/* Wait for SPIzTx buffer empty */
```



```
while (SPI_I2S_GetFlagStatus(SPI2, SPI_I2S_FLAG_TXE) == RESET);

//Set CS=0 PB15

GPIOE->BRR = BSRR1_VAL;

Delay(2);

/* Send SPIz data */

SPI_I2S_SendData16(SPI2, uiMAX5741_WAKEUP);

while (SPI_I2S_GetFlagStatus(SPI2, SPI_I2S_FLAG_TXE) == RESET);

Delay(2);

GPIOE->BSRR = BSRR1_VAL;

Delay(2);
```

En el código anterior esperamos a que la pila de transmisión este vacía, estableceremos entonces el *Chip Select* a 0, ya se puede enviar el dato mediante la función *SPI\_I2S\_SendData16*, esperaremos a que la transmisión se haya realizado, daremos 2 milisegundos para asegurarnos que el integrado procesa la información, y se establecerá a "0" el *Chip Select*.

Para enviar otro dato basta con cambiar el parámetro *uiMAX5741\_WAKEUP* por el valor que se quiera enviar. Es importante notar que antes de enviar un dato establecemos a 0 el CS del MAX al que se le quiere enviar el dato y una vez enviado el valor deseado se vuelve a poner a 1 dicho CS.



## 8. COMUNICACIÓN RASPBERRY PI - DISCOVERY

La comunicación entre la Raspberry pi y la placa Discovery tiene un solo propósito, la transmisión de los datos, de la onda capturada, digitalizados en la placa Discovery para que una vez almacenados en la Raspberry se puedan procesar y aplicarles los algoritmos de calculo de posición.

Esta comunicación se ha realizado a través del protocolo SPI. En el caso de la placa Discovery ya hemos visto que el microcontrolador STM32f3 trae implementada una interfaz para SPI, además de una librería con funciones y configuraciones. A continuación se presenta un análisis de como se configuro el SPI de la Discovery destinado a la comunicación con la Raspberry pi.

Lo primero que debemos hacer en la Discovery es la habilitación de los relojes que alimentan el SPI3 que es el elegido para la tarea que ahora nos ocupa, esto se consigue con la siguiente línea de código:

```
RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_SPI3, ENABLE);
```

A continuación debemos habilitar los relojes de los GPIOs que realizarán la función de interfaz SPI, en este caso se trata de los grupos A y C, el comando es:

```
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOC, ENABLE);  
RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_GPIOA, ENABLE);
```

Ahora debemos indicarle al micro que unos pines determinados trabajarán con función alternativa, en este caso esta función alternativa será obviamente la de interfaz SPI, esta está definida en las librerías de la Discovery como **GPIO\_AF\_6**, las líneas de código son:

```
GPIO_PinAFConfig(GPIOC, GPIO_PinSource10, GPIO_AF_6);  
GPIO_PinAFConfig(GPIOC, GPIO_PinSource11, GPIO_AF_6);  
GPIO_PinAFConfig(GPIOC, GPIO_PinSource12, GPIO_AF_6);  
GPIO_PinAFConfig(GPIOA, GPIO_PinSource15, GPIO_AF_6);
```



como vemos debemos indicar el grupo de GPIOs al que pertenecen y el número de pin al que le queremos asignar la función alternativa.

Una vez se han llevado a cabo estos procesos se deben configurar efectivamente estos pines, a modo de ejemplo mostraré como se realiza la configuración de uno de estos pines:

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;  
GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;  
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;  
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;  
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_10 ;  
GPIO_Init( GPIOC , &GPIO_InitStructure);
```

Esta configuración corresponde al pin C10, el cual lleva a cabo las funciones del pin SCK del SPI, a su vez el C11 será el MISO, C12 el MOSI y el A15 el pin NSS.

Tras la configuración de los pines se debe realizar la configuración de los parámetros de la comunicación SPI. Debemos realizar esta configuración de manera muy cuidadosa ya que estos parámetros deben coincidir con la configuración que hagamos en la Raspberry pi, de no ser así sería imposible llevar a cabo con éxito la comunicación. Las líneas de configuración son las siguientes:

```
SPI_InitStructure.SPI_Direction=SPI_Direction_2Lines_FullDuplex;  
SPI_InitStructure.SPI_Mode = SPI_Mode_Slave;  
SPI_InitStructure.SPI_DataSize = SPI_DataSize_8b;  
SPI_InitStructure.SPI_CPOL = SPI_CPOL_Low;  
SPI_InitStructure.SPI_CPHA = SPI_CPHA_1Edge;  
SPI_InitStructure.SPI_NSS = SPI_NSS_Hard;  
SPI_InitStructure.SPI_FirstBit = SPI_FirstBit_MSB;
```

La primera línea establece una comunicación full dúplex, es decir, con conexión MOSI y MISO, esto se traduce en que tanto el maestro como el esclavo podrán enviar y transmitir información. Con la segunda línea hacemos que el micro STM32F3 haga las funciones de esclavo en esta comunicación, por lo que la señal de reloj será aportada por la RaspberryPi, el tamaño de los mensajes serán de 8 bits, las dos siguientes líneas de código indican la polaridad y fase de los mensajes, la configuración aquí establecida se representa en la figura 53:

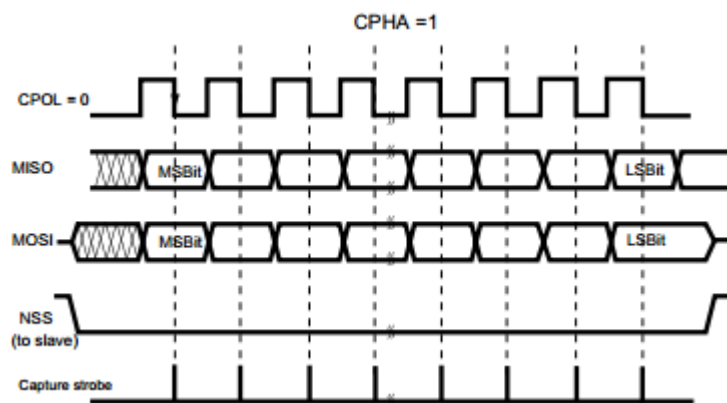


Fig. 52 Esquema de configuración de protocolo SPI

Las últimas dos líneas establecen que la selección de esclavo será por hardware, de esta manera para que pueda tener lugar una comunicación la Raspberry pi deberá poner a nivel bajo un pin, el correspondiente pin NSS de la Discovery reconocerá este nivel y se llevará a cabo la comunicación, por último indicamos que el primer bit en ser transmitido será el bit más significativo o **MSB**.

La configuración del SPI en el STM32F3 termina con la aplicación efectiva de dicha configuración, el inicio del periférico y la habilitación de la interrupción de recepción, estas tres acciones se corresponden con las siguientes 3 líneas:

```
SPI_Init(SPI3, &SPI_InitStructure);  
SPI_Cmd(SPI3, ENABLE);  
SPI_I2S_ITConfig(SPI3, SPI_I2S_IT_RXNE, ENABLE);
```

Del lado de la Raspberry pi se ha usado la librería **BCM2835** y el driver **SPIDEV**, una librería y un driver gratuitos y de código abierto que nos permite manejar la Raspberry



pi a un nivel muy bajo y manejar casi todos los periféricos que implementa el microcontrolador BCM2835. En este caso se ha hecho uso de la utilidad del SPI, para poder llevar esto a cabo se deben realizar varios pasos que se explican a continuación.

Como veremos, se usará muchas veces la función `ioctl` (), se trata de una llamada del sistema en UNIX, con el fin de tomar el control o comunicarse con un determinado driver, en este caso nuestra aplicación se comunicará con el driver del SPI.

Lo primero será inicializar el dispositivo SPI con la siguiente línea:

```
fd = open(device, O_RDWR);
```

en la variable **fd** se almacenará el descriptor del archivo, en este caso dicho descriptor hará referencia al dispositivo SPI.

Estableceremos tras esto todos los parámetros de la comunicación con los mismos valores usados en la configuración de la Discovery, además se configuró la velocidad de la comunicación a 1Mhz, el motivo es que tras la realización de varias pruebas se comprobó que esta era la máxima velocidad a la que no se producía pérdida de datos en el traspaso de información.

La función encargada de la transferencia de información es la principal en este programa, su definición es la siguiente:

```
static void transfer(int fd, uint16_t Buffer, int nCount)
{
    int ret;
    int Index;
    uint8_t tx[Buffer] = {0, };
    uint8_t rx[Buffer] = {0, };

```

```
// Sets buffer size = 2 so 2 chars are transmitted and received
// per transfer

```

```
struct spi_ioc_transfer tr = {

```





```
.tx_buf = (unsignedlong)tx,  
.rx_buf = (unsignedlong)rx,  
.len = Buffer,  
.delay_usecs = delay,  
.speed_hz = speed,  
.bits_per_word = bits,  
};
```

Como vemos esta función a su vez hace uso de una estructura denominada *spi\_ioc\_transfer*, esta implementa una comunicación SPI completa.

En esta aplicación el tamaño del buffer será de 24000, es decir, hay 12000 datos de 12 bits cada uno, estos 12 bits se acomodan en 16 para poder trabajar mas fácilmente con ellos, lo que se traduce en 24000 transmisiones.

Antes de mostrar el proceso de transmisión mostraré como se trabaja con las funciones de la librería BCM2835, esta librería se ha usado para el establecimiento de un pin de la Raspberry Pi como entrada, de manera que cuando la Discovery haya terminado su proceso de captura de datos le establezca un GPIO a nivel alto y dicho nivel sea leído por el correspondiente pin de la Raspberry, indicándole de esta manera que va a comenzar la transmisión de información.

Definiremos con el identificador **PIN** el pin 15 de la Raspberry Pi con la siguiente línea:

```
#define PIN RPI_GPIO_P1_15
```

a su vez la definición de **RPI\_GPIO\_P1\_15** está declarado en el archivo de cabecera de la librería.

Ahora observemos las dos siguientes líneas de código:

```
bcm2835_gpio_fsel(PIN, BCM2835_GPIO_FSEL_INPT);  
bcm2835_gpio_set_pud(PIN, BCM2835_GPIO_PUD_DOWN);
```

la primera línea establece el pin 15 como entrada, la segunda la configura como un pulldown, es muy importante establecer esta resistencia de pulldown, de no hacerlo el

ruido eléctrico podría dar un falso nivel en la lectura del pin, haciendo que la Raspberry comenzase la transmisión de datos obteniendo de esta manera datos nulos o erróneos.

El proceso de transmisión se describe en el diagrama de flujo de la figura 54:

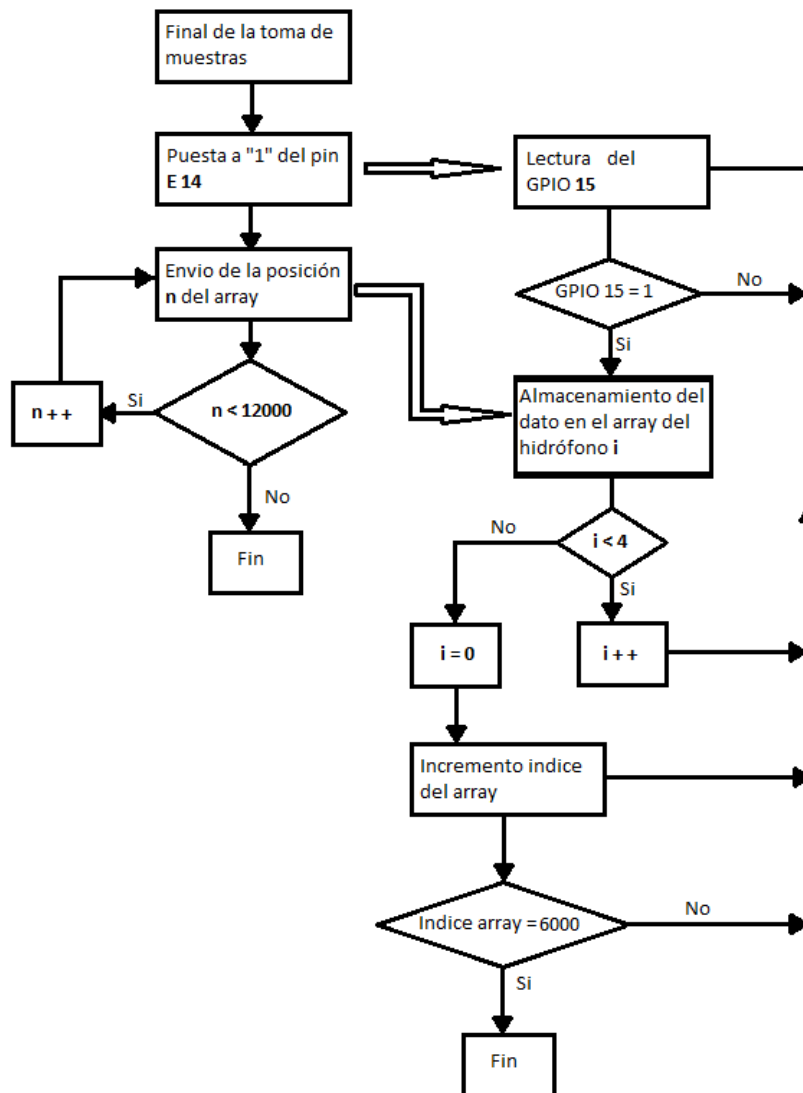


Fig. 53 Proceso de intercambio de información

Una vez almacenados los datos en los 4 arrays correspondientes a los cuatro hidrófonos en la Raspberry debemos pasar al siguiente paso del proceso, se debe tener en cuenta que los datos capturados por la placa Discovery tienen una extensión de 12 bits, mientras que las transmisiones que se han realizado por SPI entre Raspberry y

Discovery son de 8 bits. Por esto si hacemos los cálculos tengamos en la placa Discovery un array de 12000 posiciones y en la Raspberry 4 arrays de 6000, lo que da un total de 24000 posiciones, es decir el doble, esto se explica de la siguiente manera, aunque los datos capturados son de 12 bits realmente en la placa Discovery se acomodan en dos bytes, es decir, 16 bits.

Tras esta explicación queda claro que debemos reorganizar los datos en los arrays de la Raspberry, de manera que finalmente tengamos 4 arrays de elementos de 16 bits y así comenzar con todo el procesamiento de la información. Realmente acomodar todos estos datos de 8 bits en 16 no es difícil, se trata de simples operaciones binarias y de desplazamientos en las posiciones de los bits.

Lo primero es declarar un array de elementos de 16 bits que será donde se almacenen los valores de 12 bits digitalizados, a continuación debemos declarar una variable de tipo puntero a variables de 8 bits que apuntará a la primera dirección del array de elementos de 16 bits, de esta manera el puntero irá recorriendo la mitad alta y la baja de cada palabra de 8 bits, la figura 55 puede resultar de ayuda a la hora de comprender este concepto:

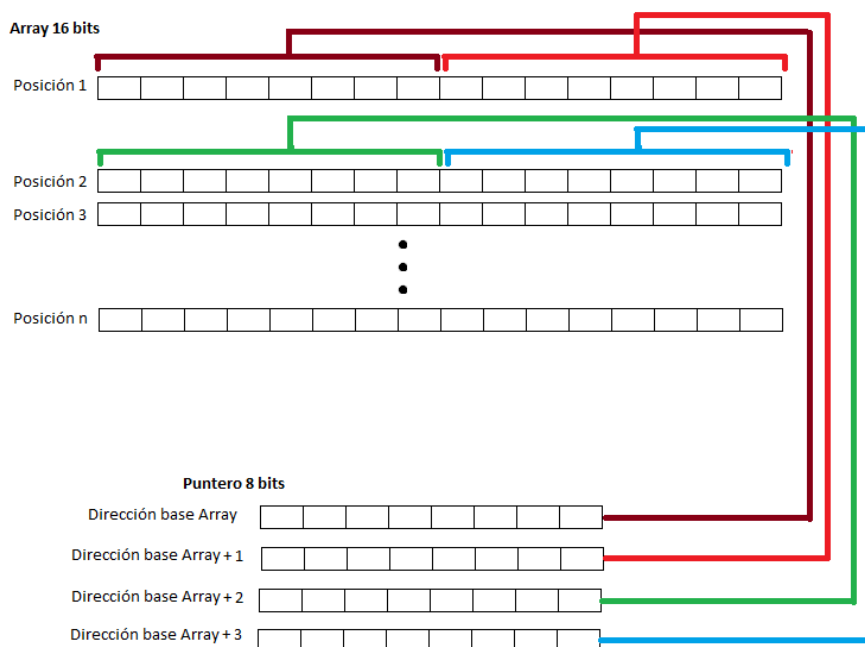


Fig. 54 Lectura para transmisión de 8 bits

Como vemos cada pareja de elementos de 8 bits se convierte en un solo elemento en

el array de 16 bits.

Una vez que tenemos todo almacenado en un array de 8 bits se puede llevar a cabo la transmisión, tras haber almacenado toda la información en la Raspberry debemos realizar el proceso inverso al que se ha llevado a cabo anteriormente, ahora debemos volver a componer datos de 16 bits a partir de datos de 8, es aquí donde entran en juego las operaciones binarias y los desplazamientos de bits.

El proceso a seguir para la composición de los 16 bits es como sigue: almacenamos la variable de 8 bits en una de 16 bits pero desplazada 8 bits a la izquierda, hacemos un OR sobre esta variable entre ella misma y la siguiente posición del array, la figura 56 ilustra este proceso:

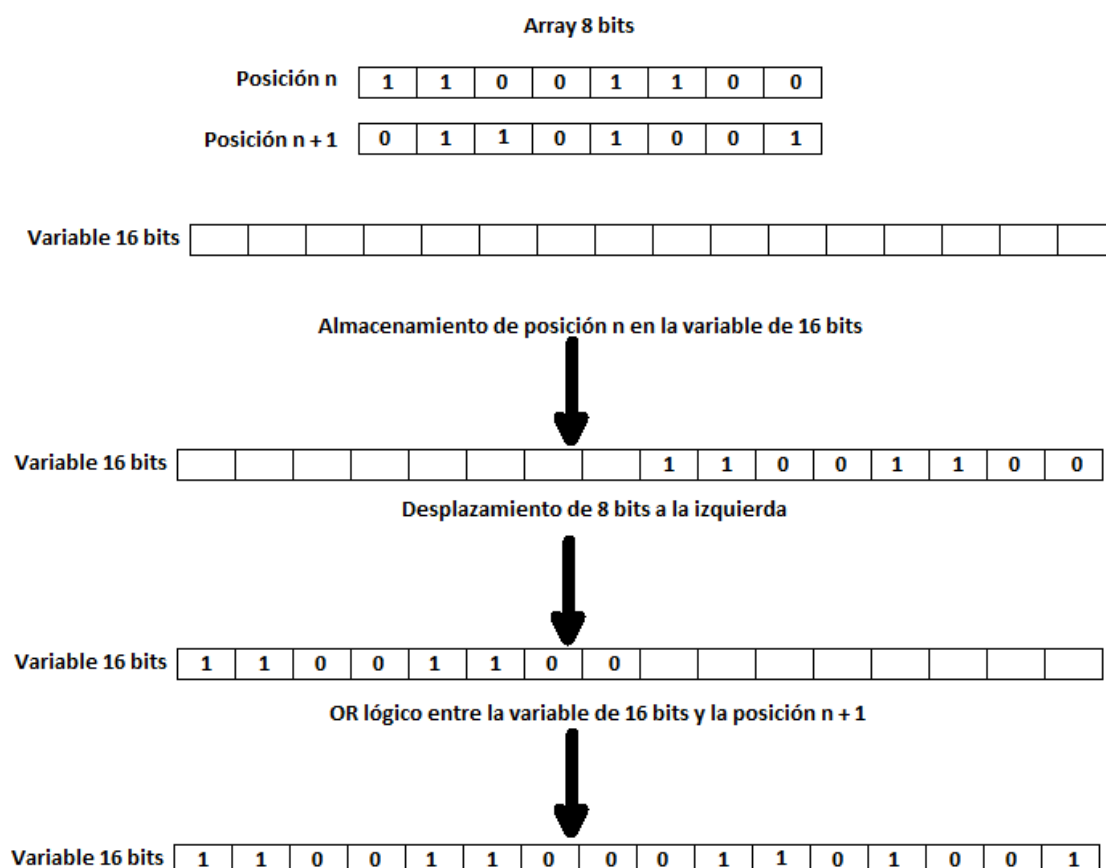


Fig. 55 Composición de elemento de 16 bits

## 9. CORRELACION CRUZADA

En algunos sistemas en los que se requiere un procesamiento digital de determinadas señales es necesario obtener un valor que nos indique la relación existente entre ellas. Dicho de otra manera se determinará la correlación entre varios procesos o como en este caso, entre señales.

Supongamos que tenemos dos señales  $X[N]$  y  $Y[N]$  de la misma longitud  $N$ , en nuestro caso es así, ya que todos los arrays de valores capturados tienen el mismo número de muestras. La correlación cruzada nos dará una medida de la similitud de estas dos ondas antes mencionadas como una función de un retardo de tiempo aplicada en una de estas ondas. Para el caso del sonar específicamente lo que haremos será buscar una onda patrón en otra onda que será esta misma pero desplazada, en otras palabras, y solo difieren entre ellas en un desplazamiento en el eje de las  $X$ . Utilizando la correlación cruzada podemos encontrar la cantidad de posiciones del array que una de las ondas capturadas debe ser desplazada para que sea idéntica a la otra, cuando las funciones coinciden el valor de la correlación cruzada se maximiza [9].

El proceso se sintetiza en la figura 57:

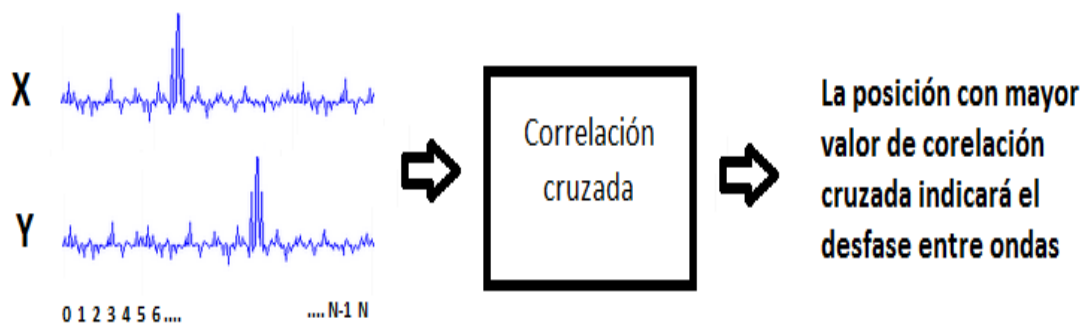


Fig. 56 Proceso correlación cruzada

Las transformadas de Fourier de estas dos funciones se definen como:

$$\mathcal{F}(X) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k * e^{\frac{2\pi i}{N} kn}$$

$$\mathcal{F}(Y) = \sum_{k=0}^{N-1} Y_k * e^{\frac{2\pi i}{N} kn}$$

Siendo  $n = N - 1$ .

La aplicación de la transformada de Fourier exige el cumplimiento de una serie de condiciones: la función de entrada debe ser una serie discreta, lo cual obviamente se cumple ya que se trata de una serie de valores muestreados, además la señal de entrada debe tener una duración finita, esto último también se cumple, de hecho, las series que sometemos a la DFT tienen un tamaño de 3000 valores. La DFT además supone que la muestra analizada es un único periodo de una señal infinita, esto también es cierto ya que los 3000 valores son una captura de una sola emisión del *pinger*, el cual sigue realizando la misma emisión de forma indefinida.

## 10. MULTILATERACIÓN

Primero calculamos la distancia de cada hidrófono al *pinger*, puesto que se trata de un programa de prueba conocemos la posición inicial del *pinger*. Esto se reduce a un problema trigonométrico de cálculo de distancias entre 2 puntos. Dados 2 puntos **P** y **Q** la distancia entre ellos sabiendo sus coordenadas tridimensionales respecto de un origen se calcula como sigue:

$$\overline{PQ} = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2}$$

esto lo traduciremos a código C como sigue:

```
d1 = d1 + (H1.x-pinger.x) * (H1.x-pinger.x) ;  
d1 = d1 + (H1.y-pinger.y) * (H1.y-pinger.y) ;  
d1 = d1 + (H1.z-pinger.z) * (H1.z-pinger.z) ;  
d1 = sqrt(d1) ;
```

finalmente queda almacenado en **d1** el valor de la distancia "real" entre el hidrófono 1 y el *pinger*, de la misma manera se procede para el cálculo de la distancia entre el *pinger* y el hidrófono 2, 3 y 4, quedando almacenadas sus respectivas distancias en las variables **d2**, **d3** y **d4**. Una vez hemos calculado **d1**, **d2**, **d3** y **d4** podremos calcular el retardo en la llegada de la onda entre hidrófonos, en el programa esto se consigue con:

```
d14 = d1-d4;  
d24 = d2-d4;  
d34 = d3-d4;
```



Puesto que no disponemos de los datos **d1**, **d2**, **d3** y **d4** puesto que obviamente no disponemos de la posición del *pinger* estas formulas se sustituyen por:

$$d14 = V * (T1 - T4) ;$$

$$d24 = V * (T2 - T4) ;$$

$$d34 = V * (T3 - T4) ;$$

siendo, como ya se dijo anteriormente **V** la velocidad del sonido en el agua, a la cual hemos dado un valor de 1500 m/s y **T1**, **T2**, **T3** y **T4** el correspondiente desfase entre hidrófonos.

Una vez hemos calculado estos valores podemos aplicar las ecuaciones explicadas en la parte teórica de la multilateración, su implementación es la siguiente:

$$A = 1.0 - ((d14*d14)/(b*b)) - ((d24*d24)/(a*a)) - ((d34*d34)/(a*a)) ;$$

$$B = (d14*((b*b)-(d14*d14))/(b*b)) + (d24*((a*a)-(d24*d24))/(a*a)) + (d34*((a*a)-(d34*d34))/(a*a)) ;$$

$$C = (-1/4)*(((b*b)-(d14*d14))*((b*b)-(d14*d14))/(b*b)) + (((a*a)-(d24*d24))*((a*a)-(d24*d24))/(a*a)) + (((a*a)-(d34*d34))*((a*a)-(d34*d34))/(a*a)) ;$$

Con esto ya habremos hallado los términos **A**, **B** y **C** necesarios para resolver la ecuación cuadrática que se propuso anteriormente, solo nos resta despejar las ecuaciones a partir de los términos encontrados para finalmente poder dar un valor a las coordenadas **X**, **Y** y **Z** del *pinger* y de esta manera saber de manera inequívoca su posición, esto tiene la siguiente traducción a código C:

$$x1 = (a*a - d34*d34 - 2.0*d34*R1)/(2.0*a) ;$$

$$y1 = (a*a - d24*d24 - 2.0*d24*R1)/(2.0*a) ;$$

$$z1 = (b*b - d14*d14 - 2.0*d14*R1)/(2.0*b) ;$$



También se implemento otro conjunto de ecuaciones con las variables **X2,Y2, Z2** y **R2**, en lugar de **X1,Y1, Z1** y **R1**, para el caso de la solución negativa de la ecuación cuadrática, siendo **R1** y **R2** respectivamente las soluciones positivas y negativas de dicha ecuación.

El algoritmo funciona con una gran precisión, con un error máximo de 1,50 m para todo el rango posible de distancias como se puede ver en las imágenes que se muestran en la figura 58. Estas figuras son para capturas simuladas del SONAR en, como se pueden ver se nos facilitan dos set de coordenadas **X1, Y1** y **Z1** y **X2, Y2** y **Z2** debido a las dos posibles soluciones de la ecuación cuadrática, descartaremos aquellos resultados en los que ninguna de las dimensiones llegue a un mínimo de 1m.

Los resultados de algunas pruebas realizadas son:

Pinger < 10.30, -20.70, 15.99> x1: 10.23 y1: -20.55 z1: 15.87 x2: 0.09 y2: 0.05 z2: 0.17	Pinger < -11.30, 20.70, 84.99> x1: -11.25 y1: 20.62 z1: 84.65 x2: 0.10 y2: 0.09 z2: 0.02
Pinger < -30.30, 20.70, 50.00> x1: -30.22 y1: 20.64 z1: 49.86 x2: 0.08 y2: 0.09 z2: 0.09	Pinger < 30.00, 20.70, 50.00> x1: 29.96 y1: 20.67 z1: 49.94 x2: 0.08 y2: 0.09 z2: 0.09
Pinger < 30.00, 13.70, 60.60> x1: 29.96 y1: 13.68 z1: 60.52 x2: 0.08 y2: 0.10 z2: 0.06	Pinger < -28.00, -23.70, 70.30> x1: 0.09 y1: 0.09 z1: 0.05 x2: -28.32 y2: -23.97 z2: 71.09
Pinger < 28.00, 23.70, 60.60> x1: 27.97 y1: 23.67 z1: 60.53 x2: 0.08 y2: 0.09 z2: 0.07	Pinger < -1.60, -1.40, 4.30> x1: 0.09 y1: 0.09 z1: 0.05 x2: -1.97 y2: -1.72 z2: 5.22
Pinger < 28.00, 23.70, 70.30> x1: 27.97 y1: 23.67 z1: 70.22 x2: 0.09 y2: 0.09 z2: 0.05	Pinger < -1.60, -1.40, 6.30> x1: 0.09 y1: 0.09 z1: 0.03 x2: -1.73 y2: -1.52 z2: 6.79
Pinger < 28.00, -23.70, 70.30> x1: 27.94 y1: -23.64 z1: 70.14 x2: 0.09 y2: 0.09 z2: 0.05	Pinger < -1.60, 3.40, 3.30> x1: -1.55 y1: 3.29 z1: 3.20 x2: 0.09 y2: 0.06 z2: 0.15
Pinger < -28.00, 23.70, 70.30> x1: -27.92 y1: 23.64 z1: 70.11 x2: 0.09 y2: 0.09 z2: 0.05	Pinger < 1.60, -3.40, 3.30> x1: 1.54 y1: -3.27 z1: 3.18 x2: 0.09 y2: 0.05 z2: 0.15
Pinger < -1.60, -3.40, 3.30> x1: -1.43 y1: -3.04 z1: 2.97 x2: 0.09 y2: 0.05 z2: 0.15	Pinger < -1.60, -1.40, 6.30> x1: 0.09 y1: 0.09 z1: 0.03 x2: -1.73 y2: -1.52 z2: 6.79

Fig. 57 Resultados en simulación del algoritmo de multilateración

El algoritmo presenta pequeños problemas cuando nos encontramos en las proximidades del *pinger* como se puede apreciar en la figura 59:

```
Pinger < -1.60, -1.40, 3.30>  
x1: 0.08 y1: 0.09 z1: 0.08  
x2: 0.21 y2: 0.20 z2: -0.16
```

Fig. 58 Resultados en simulación para posicionamiento cercano

Esto es debido a dos motivos: en primer lugar las distancias entre hidrófonos y entre los hidrófonos y el *pinger* comienzan a no ser despreciables y el ángulo con el que llegan las ondas a los hidrófonos comienza a no ser tan perpendicular como lo es cuando el submarino se encuentra mas separado del *pinger*. No obstante este problema en el algoritmo no implica ningún problema ya que cuando nos encontramos a una distancia de cercana a los 5 metros del *pinger* la ubicación final de este se lleva a cabo mediante visión por lo que el sonar cumple su objetivo.

## 11. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Uno de los mayores problemas en este proyecto era la escasa disponibilidad de materiales de laboratorio ya que era autofinanciado. No existe la disponibilidad de disponer de un *pinger* hasta el día de la competición debido a que son dispositivos muy caros pudiendo oscilar su precio entre los 2000 y 8000 €, además fue un gran problema el disponer de un osciloscopio para realizar las medidas oportunas, a pesar de esto se pudo disponer de uno por tiempo limitado y se llevaron a cabo las medidas de comprobación de la etapa analógica, en la figura 60 se muestra el resultado:

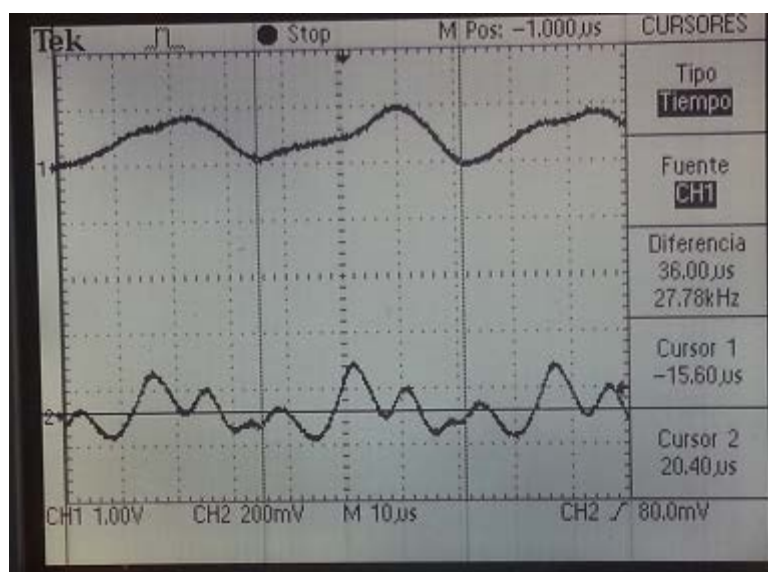


Fig. 60 Prueba etapa analógica

En la figura 60 aparece en la parte inferior la señal de entrada es la de abajo y la salida de la etapa analógica la onda superior, la onda de entrada fue simulada con un generador de señales.

Se pudo realizar también una prueba de los hidrófonos mediante el uso de un dispositivo de 40 € para la localización de peces, emitía a una frecuencia de 200 KHz, obviamente esta frecuencia es muy superior a la de la competición pero sirvió para apreciar la respuesta de los hidrófonos, a continuación se muestra una imagen en la que se aprecia esto, no se aprecian los cursores pero son irrelevantes pues no era la frecuencia real de trabajo del SONAR:



Fig. 61 Funcionamiento de los hidrófonos

Aprovechando la disponibilidad del dispositivo se hizo una muestra del funcionamiento de los MAX5741, para ello se programó una forma de onda basada en tres niveles de tensión, podemos apreciarlo en la figura 62:

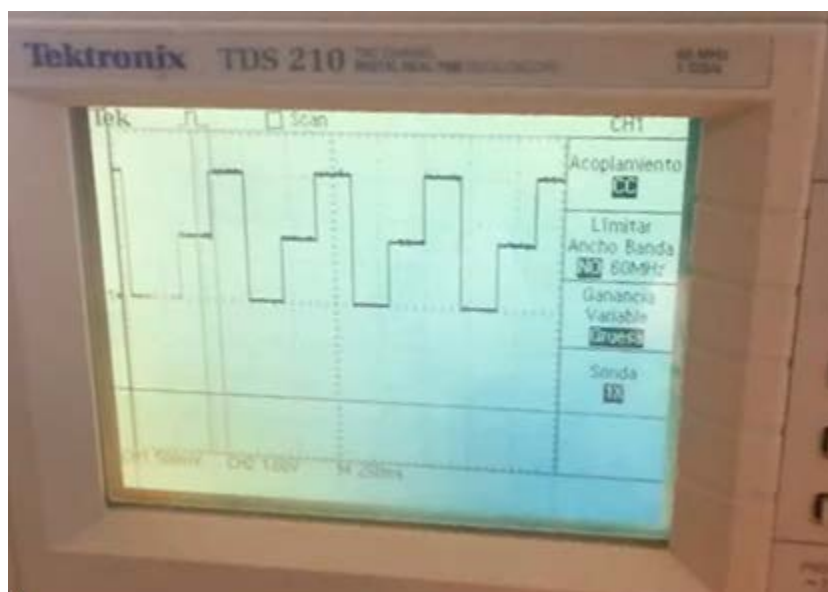


Fig. 62 Funcionamiento MAX5741

Tras estas vicisitudes, una vez en EEUU, el submarino debido a varios problemas no llegó a tiempo para competir, se solicitó el favor a la organización de que a última hora se pudieran llevar a cabo algunos ensayos con el SONAR, debido al tiempo disponible solo se pudieron realizar unas pocas medidas desde un par de posiciones, sus resultados se muestran a en la figura 63 a modo de captura de pantalla. Por último, destacar que para poder mejorar el sistema e implementar todas las mejoras propuestas en el apartado de trabajos futuro sería necesario realizar más pruebas de campo, las cuales no pudieron realizarse

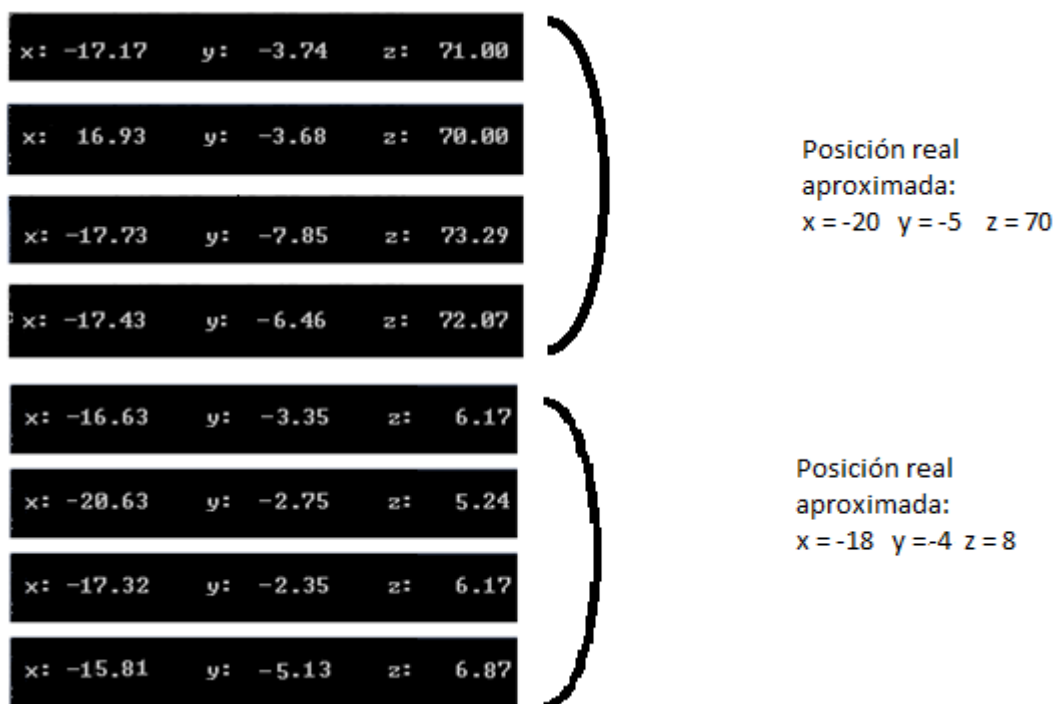


Fig. 63 Resultados de las pruebas realizadas

Como se puede apreciar aunque existen variaciones en las medidas se ha conseguido un error menor a 5 metros como se estableció en los objetivos.

A continuación se muestran algunas imágenes del SONAR y de la placa analógica, en la figura 64 se muestra la placa tras soldarle los componentes, en la figura 65 se muestra el montaje final, la figura 66 muestra la placa tal como llegó tras mandarla a imprimir y en la figura 67 se muestra un detalle de la placa con su cableado:



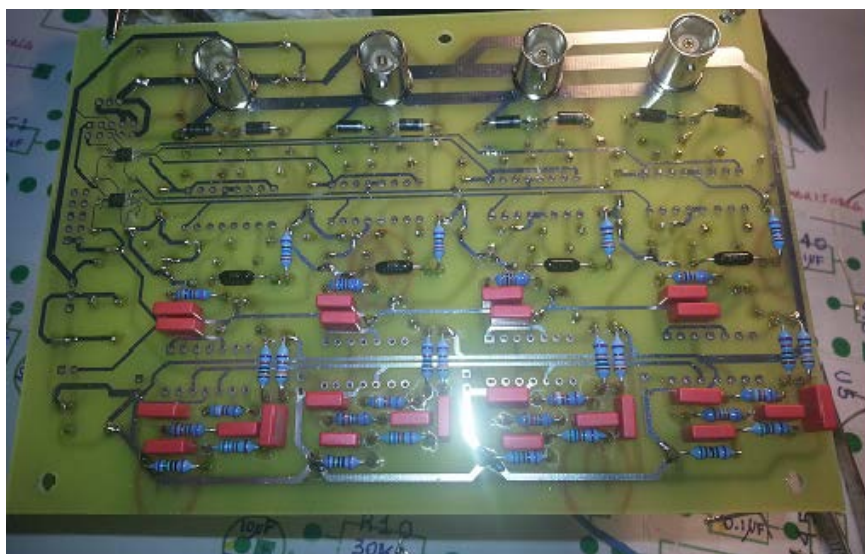


Fig. 64 Etapa analógica



Fig. 65 Sistema completo de SONAR

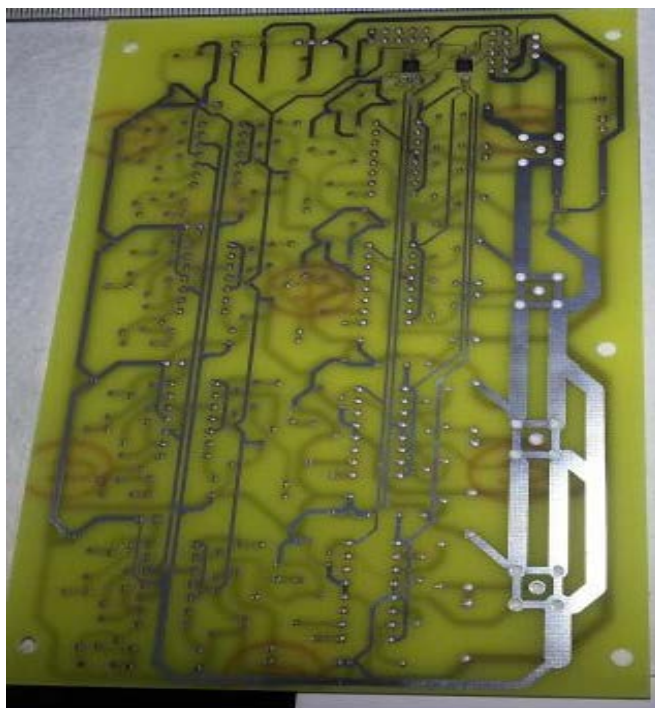


Fig. 66 Placa antes de realiza el soldado de los componentes



Fig. 67 Placa cableada

## 12. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

A pesar de la escasez de medios disponibles y de tiempo se ha obtenido un resultado satisfactorio y se han cumplido con los objetivos marcados. El SONAR puede ser aún mejorado en muchos sentidos: la precisión es aceptable pero no suficiente si se quisiese navegar sin sistema de visión. Esta precisión podría ser mejorada de varias formas tales como mejorar el algoritmo de captura, para ello se ha pensado en el futuro en sustituir la placa Discovery por una FPGA y dispositivos ADC's mas rápidos, esto nos permitiría tener una medida mas fiable de las ondas y de esta manera mejorar los resultados.

Una de las conclusiones obtenidas es que al intentar llevar al limite de su velocidad de trabajo a ciertos componentes no responden como se esperaría dando innumerables problemas, como ocurrió con la comunicación Raspberry Pi – Discovery o la frecuencia de muestreo, aunque este tipo de problemas han surgido a lo largo de todo el proyecto, consumiendo una gran cantidad de tiempo, finalmente se han resuelto de manera satisfactoria.

Otra conclusión es la complejidad de trabajar con sistemas como la Raspberry Pi en *bare metal*, o lo que es lo mismo, sin sistema operativo, para empezar muchas funciones del microcontrolador de este dispositivo esta limitadas ya que toma el control el integrado gráfico, no permitiendo acceder a todas sus funcionalidades, otro gran problema son las operaciones en coma flotante, su demora en los cálculos hacía inviable el no usar un sistema operativo, puesto que no se consiguió acceder al FPU, por esto finalmente se determinó en uso de Raspbian, este es el sistema operativo mas difundido de Raspberry PI.

Otro elemento que podría mejorarse y se propone como trabajo futuro es la detección cercana, como ya se ha comentado al aproximarnos demasiado al *pinger* se hace menos despreciable el ángulo de llegada de la onda a los hidrófonos y no podemos suponer los haces perpendiculares. Solucionar esto supondría un gran trabajo matemático ya que habría que modificar las suposiciones y por tanto los algoritmos y geometría implementada.





1. - Autor: Guillermo Álvarez Martínez

### 3. - Descripción del Proyecto

- Título	Diseño y construcción del SONAR integrado en el submarino Isaac Peral para la competición ROBOSUB 2013
----------	--

-Duración (meses)	6
-------------------	---

Tasa de costes indirectos 20%

4. - Presupuesto total del Proyecto (€):

**16227.9 €**

## 5. -Desglose presupuestario (costes directos)

## Personal

Apellidos y nombre	Categoría	Dedicación (meses)	Coste Hombre/ mes	Coste (€)
Álvarez Martínez, Guillermo	Ingeniero pruebas	6	2000	12000

## EQUIPOS

Producto	Cantidad	PrecioUnitario	Precio total
Placa Discovery	1	13 €	13 €
Raspberry Pi. Model B	1	40 €	40 €
MAX5741	2	8 €	16 €
AD605	4	14 €	56 €



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SONAR INTEGRADO EN EL SUBMARIO ISAAC PERAL PARA LA  
COMPETICIÓN ROBOSUB 2013**

MCP6024	2	2 €	4 €
Componentes varios			10 €
Hidrófono REASON	4	1000 €	4000 €
Impresión placa			40 €
<b>TOTAL</b>		<b>4179 €</b>	

**Subcontratación de tareas**

Descripción	Empresa	Coste
	Total	0.00

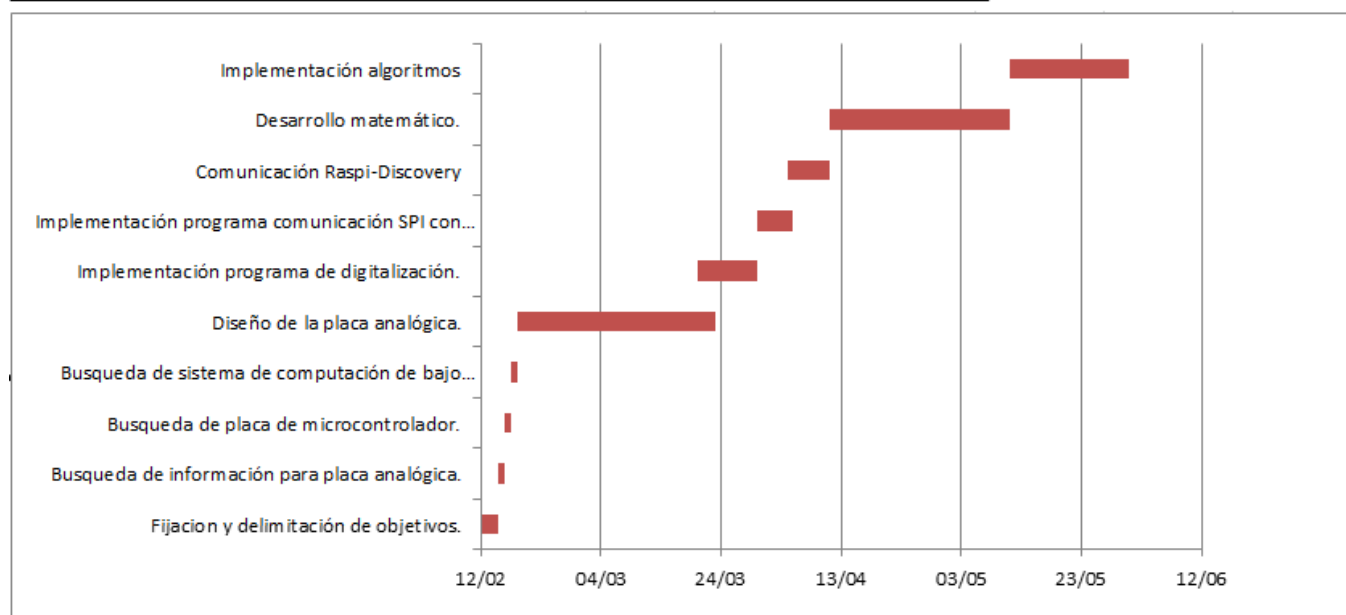
**OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO**

Descripción	Empresa	Coste
Licencia Windows 7		0.00
Licencia Microsoft Office 2010		8.90
Material oficina		40
	Total	48.90

**TOTAL: 16227.9 €**

## 14. Diagrama de Gantt

Tarea	Inicio	Duración (días)
Fijación y delimitación de objetivos.	12/02/2013	3
Busqueda de información para placa analógica.	15/02/2013	1
Busqueda de placa de microcontrolador.	16/02/2013	1
Busqueda de sistema de computación de bajo coste.	17/02/2013	1
Diseño de la placa analógica.	18/02/2013	33
Implementación programa de digitalización.	20/03/2013	10
Implementación programa comunicación SPI con MAX5741.	30/03/2013	6
Comunicación Raspi-Discovery	04/04/2013	7
Desarrollo matemático.	11/04/2013	30
Implementación algoritmos	11/05/2013	20





## BIBLIOGRAFÍA

- [1] <http://www.arm.com/products/processors/cortex-m/cortex-m4-processor.php>
- [2] <http://www.st.com/web/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1576>
- [3] Página web de la US Navy: <http://usna.edu>
- [4] [www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org)
- [5] The Art of Electronics. Paul Horowitz, Winfield Hill
- [6] <http://www.teledyne-reson.com/products/hydrophones/tc-4013/>
- [7] <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/3107>
- [8] **STM32™'s ADC modes and their applications.** AN3116. Application note
- [9] **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing.** By Steven W. Smith, Ph.D.
- **A Synthesizable VHDL Model of the Exact Solution for Three-dimensional Hyperbolic Positioning System.** Ralph Bucher and D. Misra
- **Op Amps For Everyone.** Texas Instruments. Ron Mancini
- **The Multilateration Executive Reference Guide**  
(<http://www.multilateration.com>)
- <http://www.airspayce.com/mikem/bcm2835/>
- Learning Opencv: Computer Vision with the OpenCV Library. Gary Bradsky
- <http://opencv.org/>
- **Geolocation using TDOA and FDOA Measurements.** DarkoMusicki and Wolfgang Koch



## ANEXO

Esquemáticos de los circuitos de la placa  
analógica.

